E 2040

Institut. de Documentare tehnică
BUCUREȘTI
ОБМЕН - CSERE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - ОБМЕНА

KAT

(13) 1613

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

1

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

1955

SUMARUL

Pag.

C. Parteni Antoni, C. Boaru și *T. Ciubotaru*: Compensarea transformatoarelor de curent 1

Gh. Turbuțiu: Calculul pornirii și influența numărului de trepte reostatice asupra accelerației la vehiculele electrice de curent continuu 14

Gh. Ioanin: Amplificator cu selectivitate variabilă și amplificare constantă. 20

L. Kollar: Transformarea frecvențelor la calculul filtrelor electrice 24

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Ч. Партени Антони, К. Боару и *Т. Чуботару:* Компенсация трансформаторов тока 1

Г. Турбуциу: Расчет пуска и влияние числа реостатных ступеней на ускорение электропоезда постоянного тока 14

Г. Иоанин: Усилитель с переменной селективностью и постоянным усилением 20

Л. Коллар: Преобразование частот. при расчете электрических фильтров 24

NOTE

G. Moisil: Câteva considerații asupra legii lui Ohm 27

ЗАМЕТКИ

Г. Мойсил: Некоторые соображения о законе Ома 27

DISCUȚII

Terminologia electrotehnicii teoretice 29

V. Cazacu: Câteva observații asupra proiectului standardului de stat „Electricitate și magnetism — terminologie" 37

ДИСКУССИИ

Терминология теоретической электротехники 29

В. Казаку: Некоторые замечания насчет проекта государственного стандарта „Электричество и магнетизм — терминология" 37

SCHIMB DE EXPERIENȚĂ

I. Raicu: Precizia echilibrării rotoarelor 39

H. Aslan și *A. Berberian:* Influența calității reparațiilor asupra factorului de putere și a randamentului la motoarele asincrone 41

V. Climov: Dispozitiv pentru montarea și demontarea rotorilor la mașinile electrice 43

E. Tănase: Dispozitiv pentru debavurarea pieselor rotunde de bachelită 44

ОБМЕН ОПЫТОМ

И. Райку: Точность балансировки роторов . . . 39

Х. Аслан и *А. Берберian:* Влияние качества ремонта на коэффициент мощности и к.п.д. асинхронных двигателей 41

В. Климов: Приспособление для установки и снятия роторов электрических машин 43

Е. Танасе: Приспособление для снятия заусениц с круглых бакелитовых деталей 44

RĂSFOIND PRESA TEHNICĂ

Metodică elementară de calcul a circuitelor electrice și magnetice neliniare 45

Transformator de măsură pentru curent continuu 45

Condițiile potențiale la colector ale motorului de tracțiune de înaltă tensiune și calea pentru îmbunătățirea lor 46

ПО СТРАНИЦАМ ЖУРНАЛОВ

Элементарная методика расчета нелинейных электрических и магнитных цепей . . . 45

Измерительный трансформатор постоянного тока 45

Потенциальные условия коллектора высоковольтного тягового двигателя и путь их улучшения . 46

CRONICA

Consfătuire asupra descoperirii și folosirii rezervelor interne 47

ХРОНИКА

Совещание по обнаружению и использованию внутренних резервов 47

REDACȚIA: București, str. I. Ghica nr. 3
Raionul Tudor Vladimirescu
Telefon: 30730 — 35728

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R. ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

APARE LUNAR SUB INGRIJIREA UNUI COMITET DE REDACŢIE

Anul III. Nr. 1 ianuarie 1955

COMPENSAREA TRANSFORMATOARELOR DE CURENT*)

Prof. ing. C. PARTENI ANTONI, lector ing. C. BOARU şi lector ing. T. CIUBOTARU

Se expun în mod critic diferitele sisteme de compensare a transformatoarelor de curent, în scopul de a se reduce erorile de măsură (de transformare şi de unghi). In concluzii se fac recomandări în ce priveşte adoptarea diverselor procedee expuse pentru a corespunde cît mai bine cazurilor practice ce se ivesc.

I. Curenţii de mare intensitate care se întîlnesc în exploatările moderne nu pot fi controlaţi în mod direct. In vederea alimentării aparatelor de măsură sau a dispozitivelor de control (relee, etc.) este necesar să se lucreze cu curenţi de intensitate mai mică.

In cazul că măsurile se referă la circuite de înaltă tensiune este nevoie ca aparatele să se găsească la joasă tensiune din punctul de vedere al izolaţiei şi protecţiei personalului de serviciu.

Reducerea curenţilor şi separarea de circuitul de înaltă tensiune se face cu ajutorul transformatoarelor de curent (intensitate).

Transformatoarele de curent, prin însăşi funcţionarea lor, introduc anumite erori şi anume:

a) Eroarea (Δk) referitoare la raportul de transformare, care este diferit de cel teoretic.

b) Eroarea de unghi (δ) reprezentînd diferenţa pînă la decalajul de 180° dintre curentul primar şi cel secundar al transformatorului de curent.

Transformatoarele de curent trebuie să mai îndeplinească următoarele condiţii:

a) montate la tensiunea normală şi supuse la curenţi normali, în regim permanent, nu trebuie să sufere nici o deteriorare de ordin constructiv şi nici să introducă variaţii în valorile erorilor admisibile Δk şi δ;

b) să fie protejate aşa fel încît să reziste la supratensiuni;

c) să reziste din punct de vedere mecanic la eforturile care se produc în caz de suprainteusităţi puternice (scurtcircuite) în reţea sau bare.

Din punct de vedere al erorilor, transformatoarele de curent se împart în mai multe clase, fiecare avînd precizate condiţiile de funcţionare şi erorile maxime admisibile.

Nu există încă norme unice care să fie adoptate de toate ţările. La noi este în curs de elaborare un standard.

Din diagrama vectorială dată în fig. 1, rezultă după Smurov [1] că erorile transformatorului de curent se pot exprima (făcînd unele simplificări) prin următoarele relaţii:

$$\Delta k = \left[\frac{As_0}{As_1}\sin(\psi+\alpha) + \frac{n_s - n_{2n}}{n_{2n}}\right]\cdot 100\% \qquad (1)$$

$$\delta = 3\,440\,\frac{As_0}{As_1}\cos(\psi+\alpha) \text{ minute,} \qquad (2)$$

*) Se expun unele concluzii iniţiale ale cercetărilor efectuate la Institutul de Energetică al Academiei R.P.R.

în care :

$As_0 = n_1 I_0$ sînt amper-spirele de magnetizare,
$As_1 = n_1 I_1$ — amper-spirele primare,
n_{2n} — numărul nominal de spire a secundarului,
n_2 — numărul real de spire secundare,

$$\alpha = \text{arc tg} \frac{x_2 + X_2}{r_2 + R_2} \tag{3}$$

$$\psi = \text{arc tg} \frac{I_a}{I_r} = \text{arc tg} \frac{1}{\sqrt{\frac{I_0^2}{I_a^2} - 1}} \tag{4}$$

unde :

r_2, x_2 sînt rezistenţa şi reactanţa bobinei secundare ;
R_2, X_2 — rezistenţa şi reactanţa sarcinii ;
I_a — componenta activă a curentului de mers în gol ;
I_r — componenta reactivă a curentului de mers în gol.

Examinînd aceste relaţii, putem deduce unele concluzii în legătură cu condiţiile pe care trebuie să le satisfacă transformatoarele de curent pentru a avea erori minime. De asemenea putem să ne dăm seama de modul în care trebuie acţionat, pentru a reduce la minimum valorile Δk şi δ.

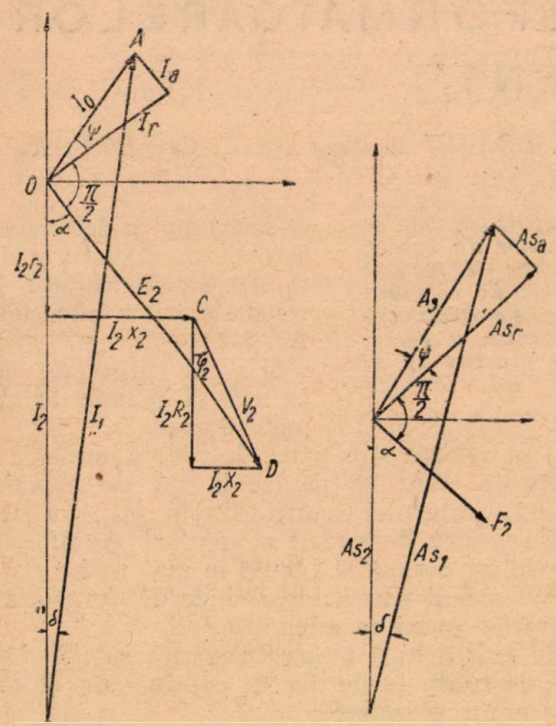


Fig. 1. Diagramele de funcţionare ale unui transformator de curent.

Reducerea erorii asupra raportului de transformare (Δk) implică micşorarea pierderilor în fier şi o anumită alegere a parametrilor înfăşurării secundare, faţă de valorile pe care le au parametrii sarcinii, în cazul că aceştia din urmă sînt cunoscuţi.

Eroarea Δk mai este influenţată de termenul al doilea din relaţia (1) şi anume : prin modificarea numărului de spire secundare putem face ca această eroare să devină mai mică. Această operaţie se poate face fie în biroul de calcul, pe baza experienţei, fie la platforma de încercări.

Micşorarea erorii de unghi (δ) ar necesita creşterea pierderilor în fier şi alegerea convenabilă a parametrilor circuitului secundar faţă de cei ai sarcinii.

In ambele cazuri, reducerea amper-spirelor magnetizante are un efect favorabil, reducînd erorile.

Ca să ne dăm seama de influenţa diferiţilor parametri asupra erorilor transformatorului de curent, se pot stabili următoarele relaţii :

$$\frac{As_0}{As_1} = \frac{Z_{02} l I_{2n}^2 \cdot 10^8}{384 \mu S As_1^2} \tag{5}$$

$$As_1^2 \, S = a \tag{6}$$

în care :

$$a = \frac{As_1}{As_0} \cdot \frac{Z_{02} \, l I_{2n}^2 \cdot 10^8}{384 \mu}$$

$$As_1 = 174 \sqrt{\frac{Z_{02} \, l c As_1 I_{2n}^2}{\mu b_1 As_0}} \tag{7}$$

însemnînd :

$$Z_{02} = \sqrt{(r_2 + R_2)^2 + (x_2 + X_2)^2}$$

impedanţa întregului circuit secundar,

l — lungimea medie a circuitului magnetic în cm ;
I_{2n} — curentul secundar nominal ;
μ — permeabilitatea fierului ;
S — secţiunea miezului de fier în cm² ;
b_1, c — coeficienţi dependenţi de tipul transformatorului şi proporţionali cu costul unui kg de cupru (b_1) şi fier (c).

Realizarea unei clase superioare de precizie, cînd încărcarea Z_{02} este dată şi pentru o anumită calitate a materialului magnetic întrebuinţat, implică o valoare determinată a produsului $As_1^2 \, S$ după relaţia (6). Examinînd această relaţie, constatăm că — dacă micşorăm secţiunea fierului S este necesar să mărim numărul de amper-spire şi invers. Ca să nu ajungem la secţiuni exagerate de fier este necesar ca numărul de amper-spire primare să nu fie prea redus. Această constatare duce la concluzia că transformatoarele unispirale nu sînt recomandabile în cazul curenţilor primari mici.

Alegerea celor mai convenabile valori pentru amper-spire şi secţiune, ţinînd seama de preţul materialelor, conduce la relaţia (7) care exprimă numărul cel mai favorabil de amper-spire primare.

Din relaţia (7) constatăm că pentru a avea un număr de amper-spire, care să nu fie prea mare, este necesar ca încărcarea Z_{02} să fie redusă, lungimea circuitului magnetic să fie mică, permeabilitatea mare, clasa de precizie caracterizată prin raportul $\frac{As_0}{As_1}$ să fie convenabil aleasă. Utilizarea tablelor de permeabilitate ridicată permite reducerea erorilor; este deci indicat şi în consecinţă se recomandă întrebuinţarea aliajelor speciale: mümetall, permalloy, stalloy, hipernik, etc. Remarcăm, totuşi, că aceste table au un preţ mai ridicat şi totodată se saturează mai repede decît tablele obişnuite. Acest ultim fapt poate să producă uneori neajunsuri la transformatoarele de curent supraîncărcate sau care alimentează aparate de protecţie, în cazul că s-ar produce curenţi foarte intenşi în reţea. (O excepţie face hipernikul, aliaj de fier şi nichel, la care saturaţia începe către 13 000 — 15 000 G).

Calităţile speciale de table de transformatoare, avînd pierderi reduse în fier şi permeabilitate mare, care se fabrică în ultimul timp, permit o importantă reducere a erorilor pentru valori ale inducţiei care duc la valorile maixme ale permeabilităţii. In schimb, în regiunile de mică inducţie, adică la încărcări mici, erorile sînt importante.

II. Se pune însă problema de a realiza transformatoare de curent cu cantităţi reduse de cupru şi calităţi de tablă care se utilizează în fabricarea transformatoarelor obişnuite. Pentru a se obţine puteri ridicate şi o înaltă precizie, trebuie să recurgem în aceste cazuri, la aplicarea unor dispoziţii speciale de compensare a erorilor.

Aceste dispoziţii speciale se pot realiza în diferite moduri:

A. **Montaje speciale**

a) *Compensarea erorilor în aparatul de măsură.*

In acest sistem se utilizează pentru transformatorul de curent, două miezuri, unul principal şi altul auxiliar, avînd înfăşurările primară şi secundară cuplate în serie. Miezul auxiliar este prevăzut şi cu o a treia înfăşurare, numită înfăşurare terţiară. In această înfăşurare se produce un curent suplimentar, care acţionează împreună cu curentul secundar, micşorînd erorile. Dezavantajul acestui sistem constă în faptul că aparatul alimentat de transformator trebuie să aibă două circuite de curent, unul pentru curentul secundar obişnuit, celălalt pentru curentul produs de înfăşurarea terţiară. Este, deci, necesar să avem aparate de măsură speciale.

Prin adăugirea unui mic transformator suplimentar se realizează un montaj cu ajutorul căruia se ajunge ca secundarul să aibă o singură pereche de fire, în loc de două ca mai înainte, pentru alimentarea aparatului de măsură, care astfel va avea o singură bobină de curent şi nu două, cum era necesar în primul montaj.

Schema devine în schimb mai complicată şi încărcarea transformatorului suplimentar trebuie să varieze în funcţie de încărcarea transformatorului de curent.

Din motivele semnalate, transformatoarele compensate prin aceste metode nu se întrebuinţează decît pentru scopuri speciale.

b) In fig. 2 *a* este schema unui transformator unispiral, compus din două miezuri, unul *p* principal şi celălalt *a* auxiliar. Acesta din urmă este puternic saturat; fiind traversată de acelaşi curent principal ca şi primarul, se va produce în înfăşurarea auxiliară *ax*, un curent I'_2. Această înfăşurare cuprinde ambele miezuri şi o rezistenţă *R*. Amper-spirele produse pe miezul principal *p* joacă rolul unor amper-spire primare suplimentare, încît vectorul amper-spire rezultant va suferi o deplasare de un anumit unghi, avînd ca urmare şi schimbarea poziţiei vectorului amper-spire secundare de acelaşi unghi.

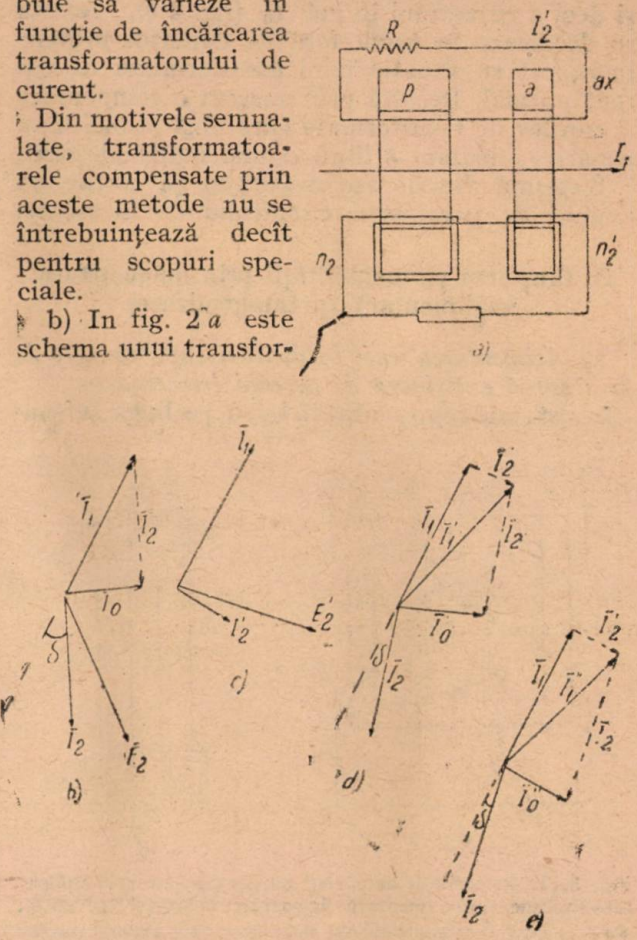


Fig. 2. Transformator de curent unispiral cu compensare printr-o înfăşurare auxiliară fără alimentare exterioară.

In fig. 2 *b* s-a reprezentat diagrama unui transformator obişnuit cu un singur miez, astfel că $\bar{I}_0 = \bar{I}_1 + \bar{I}_2$. Curentul $\bar{I}'_2$ produs de înfăşurarea auxiliară va avea o direcţie cum se arată în fig. 2 *c*. Compunînd curenţii $\bar{I}'_2$ şi $\bar{I}_1$ vom avea în primar curentul $\bar{I}'_1$ (fig. 2*d*) cu un curent de excitare $\bar{I}'_0$, care este suma curenţilor $\bar{I}'_1$ şi $\bar{I}_2$. Se observă că eroarea de unghi δ scade, însă eroarea de transformare nu este redusă.

Ca să remediem această situaţie, înfăşurarea secundară n_2 din jurul miezului principal se continuă cu cîteva spire n'_2 şi în jurul miezului auxiliar. Se produce astfel o f.e.m. suplimentară în secundar, care modifică direcţia f.e.m. rezultante şi deci a curentului în gol, $\overline{I_0'}$ (fig. 2 *e*). Acesta se decalează în urmă faţă de curentul primar, în raport cu situaţia unui transformator de curent normal. Rezultă prin aceasta o compensare a erorilor de transformare care pînă atunci erau negative, unghiul δ fiind şi mai mult micşorat.

Sistemul descris are avantajul că erorile nu depind de parametrii circuitului de încărcare.

B. Creşterea permeabilităţii prin magnetizare suplimentară (premagnetizare).

a) *Alimentarea unei înfăşurări suplimentare de la o sursă exterioară de aceeaşi frecvenţă.*

In sistemul reprezentat în fig. 3, pe lîngă înfăşurarea primară n_1 (în fig. 3 *a* sub forma unei bobini, iar în fig. 3 *b* ca o singură bară) şi cea secundară n_2 se mai prevede o înfăşurare suplimentară n_3. Infăşurarea suplimentară n_3 este dispusă în aşa fel încît amper-spirele de pe un miez să fie egale şi de sens contrar cu amper-spirele

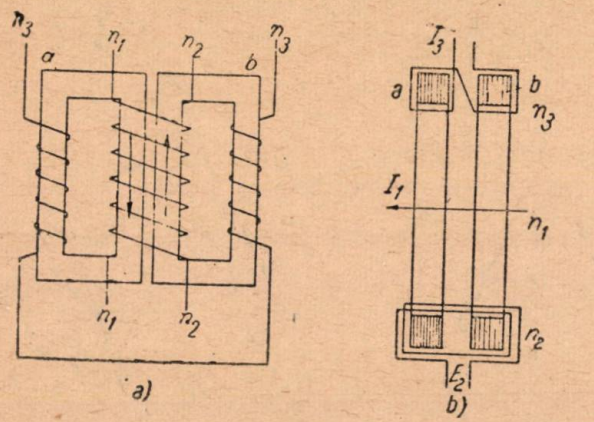


Fig. 3. Transformator de curent cu compensare prin înfăşurare suplimentară alimentată din exterior la aceiaşi frecvenţă : 3 a — primarul cu înfăşurare din mai multe spire; 3 b — primarul unispiral

de pe celălalt miez. In acest fel, cele două miezuri sînt magnetizate în sens invers şi înfăşurarea suplimentară nu influenţează asupra f.e.m. secundare (săgeţile din fig. 3 *a* indică direcţiile fluxurilor suplimentare).

In această construcţie se ia totdeauna o magnetizare suplimentară mai mare decît cea primară. Scopul premagnetizării este de a obţine o permeabilitate cît mai ridicată şi mai constantă.

Notăm cu H_p numărul de As/cm de premagnetizare; H_n—numărul de As/cm care produc la încărcare inducţia necesară B_n; B_n este proporţional cu tensiunea secundară a transformatorului, iar de H_n depinde importanţa erorilor. Căutăm, ca pentru o valoare dată a inducţiei B_n, să avem o valoare cît mai mică pentru H_n.

La încărcări mici, prin circulaţia curentului I_3 în înfăşurarea n_3, ambele miezuri funcţionează în punctul M pe curba de magnetizare (fig. 4).

La încărcare, pentru a avea magnetizarea necesară, punctul de funcţionare corespunzător miezului *a* se deplasează în sus (fig. 4 *a*), iar pentru miezul *b* în jos (fig. 4 *b*). Cînd punctul de funcţionare M se găseşte pe porţiunea dreaptă a curbei de magnetizare, numărul de amper- spire H_n, necesar acestor deplasări, va fi minim (fig. 4*c*). Funcţionarea va fi cea mai bună cînd punctul M este în jurul punctului de inflexiune al curbei de magnetizare alternative, în care caz $\left(\frac{dB}{dH}\right)_M = \mu_d$ are valoarea maximă; $\mu_d = \frac{dB}{dH}$ se numeşte permeabilitate diferenţială. Ca să menţinem erorile mici, este necesar ca la încărcarea transformatorului în întregul interval de variaţie, să rămînem în această regiune dreaptă a curbei de magnetizare.

Observăm că magnetizările H_p şi H_n nu sînt în fază. Intre direcţiile f.m.m. respective este un unghi φ_μ, care pentru valoarea $\varphi_\mu = 0$ dă efectul maxim de premagnetizare, iar pentru $\varphi_\mu = 90°$ este efectul minim.

In fig. 5 sînt curbele care reprezintă inducţia B şi permeabilitatea μ. Se vede că este avantajos ca magnetizarea să varieze în intervalul M_0M_1. Cu ajutorul magnetizării suplimentare putem face ca începutul funcţionării să fie în M_0, care să reprezinte 0,1 I_n (adică acolo unde altfel erorile sînt mai mari). Curentul crescînd, punctul de funcţionare se va deplasa din M_0 spre M_1.

Chiar din punctul M_0 valoarea lui μ este suficient de mare pentru ca erorile să fie mult micşorate, acest rezultat fiind datorit premagneti-

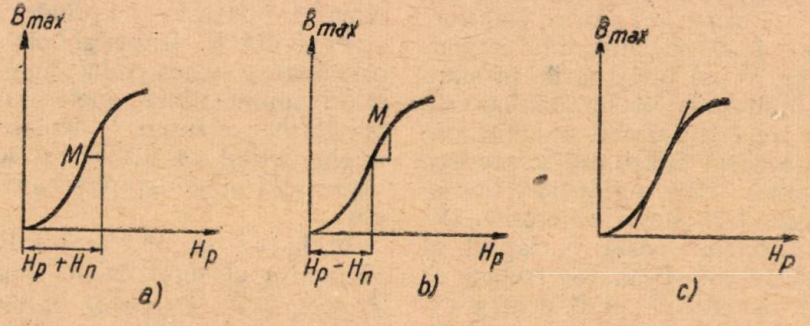


Fig. 4. Variaţia punctului de funcţionare cînd intervine premagnetizarea.

zării. Pe de altă parte, dacă întregul interval de variaţie a curentului primar corespunde porţiunii M_0M_1, din curba de magnetizare, constatăm că ne găsim pe partea dreaptă a acestei curbe şi deci permeabilitatea diferenţială $\mu_d = \frac{dB}{dH}$ este maximă şi aproximativ constantă. Urmează că erorile vor fi minime şi constante în întregul interval de variaţie considerat a lui I_1.

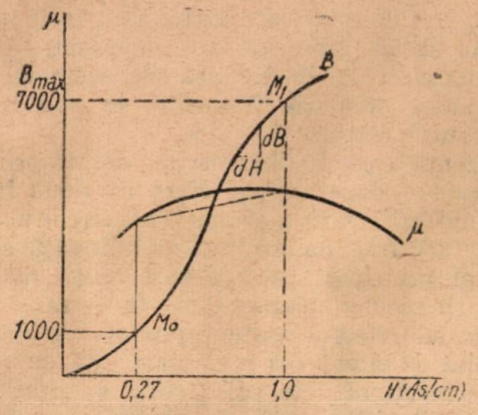


Fig. 5. Variaţia inducţiei şi a permeabilităţii în legătură cu acţiunea premagnetizării.

Acest sistem prezintă dezavantajul de a se influenţa comportarea transformatorului de curent de factorul de putere a încărcării care trebuie măsurată, în cazul că tensiunea se ia chiar de la acest circuit. Variaţiile de tensiune ale circuitului principal au repercursiuni asupra excitaţiei suplimentare şi deci asupra funcţionării transformatorului.

b) *Alimentarea unei înfăşurări suplimentare de la o sursă exterioară de frecvenţă superioară* [2].

In acest sistem, în afară de înfăşurările primară şi secundară obişnuite, se prevede o înfăşurare auxiliară alimentată de o tensiune de frecvenţă triplă faţă de frecvenţa normală la care lucrează transformatorul (fig. 6).

In modul acesta, peste magnetizarea la 50 Hz se suprapune o alta la 150 Hz. Se constată că, în noua situaţie fierul se comportă ca un material cu calităţi superioare. Frecvenţa de 150 Hz reduce pierderile prin histerezis produse la frecvenţa de 50 Hz. Astfel pierderile prin histerezis sînt, în cea mai mare parte, furnizate de alimentarea la 150 Hz şi nu la 50 Hz. Natural, că pierderile prin histerezis vor fi mărite, ştiut fiind că acestea variază proporţional cu frecvenţa, însă vor fi acoperite de înfăşurarea auxiliară, alimentată separat. Astfel, pierderile furnizate la 50 Hz sînt mult micşorate, întrucît rămîn numai pierderile prin curenţi turbionari şi care continuă să fie acoperite prin alimentarea la frecvenţa normală. In consecinţă, pierderile furnizate la frecvenţa normală s-au micşorat şi deci componenta activă a curentului de mers în gol va scădea, de unde rezultă o micşorare a erorilor şi prin urmare o îmbunătăţire în clasa de precizie a transformatorului de curent. In shimb încălzirea va creşte, pierderile fiind mărite.

Frecvenţa triplă se obţine cu un transformator suplimentar, avînd primarul montat în stea, iar secundarul în triunghi deschis.

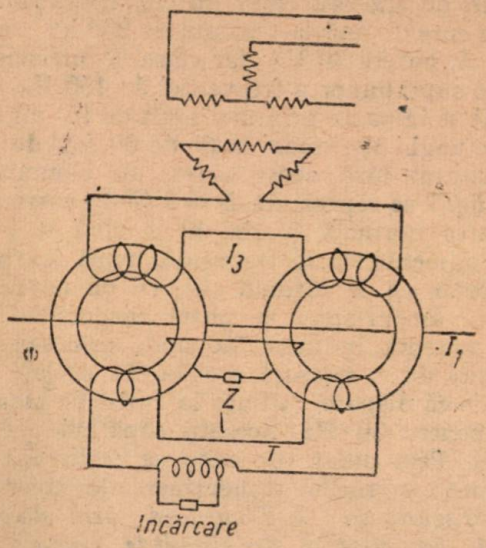


Fig. 6. Transformator de curent cu alimentare exterioară la frecvenţă triplă.

Prin creşterea saturaţiei în transformatorul trifazat se măreşte amplitudinea armonicei a treia şi concomitent puterea transmisă pentru premagnetizare la frecvenţa triplă.

Montajul mai necesită o impedanţă Z, alimentată separat, pentru compensarea erorilor de unghi care mai rămîn şi un mic transformator T la care se leagă încărcarea ca să se compenseze restul erorilor de transformare. Montajul este deci, destul de complicat şi într-o variantă mai nouă s-a ajuns la unele simplificări în care premagnetizarea se face cu trei miezuri ajutătoare care lucrează la saturaţie, chiar la curenţi mici. Infăşurările secundare de pe aceste miezuri sînt cuplate în triunghi deschis, aşa că produc tensiuni de frecvenţă triplă.

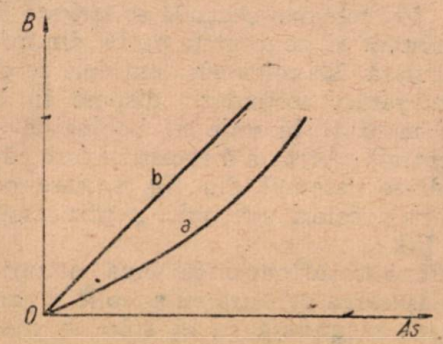


Fig. 7. Variaţia inducţiei în funcţie de numărul de amper-spire la magnetizare normală (curba *a*) şi cînd se suprapune alimentarea la frecvenţă triplă (curba *b*).

Inducţia produsă de armonica triplă B_3 se ia aproximativ 30% din inducţia B, produsă de fundamentală. Inducţia rezultantă $B_r = \sqrt{B^2 + B_3^2}$

va fi numai cu puţin mai mare decît B. Dacă $B_3 = 0{,}35\ B$, creşterea inducţiei este de 6%.

Acest tip de transformator se poate utiliza în grupuri de 3,2 sau chiar un singur transformator de curent pînă la tensiuni de 230 kV, curent 100/5 A, putere 30 VA, iar clasa de precizie 0,5.

Prin suprapunerea frecvenţei de 150 Hz, eroarea Δk se împarte prin mai mult de 10, iar eroarea de unghi δ prin mai mult de 60, faţă de transformatorul fără acest sistem de compensare.

In fig. 7 se reprezintă $B = f(As)$ pentru magnetizarea normală (curba *a*) şi cînd se suprapune alimentarea la frecvenţă triplă (curba *b*). Observăm că în ultimul caz, cu un număr mai mic de amper-spire se poate magnetiza fierul la o anumită inducţie, de unde urmează posibilitatea de a micşora erorile. In acelaşi timp se vede că dispare curbura la curba de magnetizare pentru 50 Hz, aceasta căpătînd o formă liniară. Prin acest procedeu se realizează deci o reducere a erorilor şi menţinerea lor constantă.

c) *Magnetizare suplimentară prin dezechilibru de amper-spire pe circuitele magnetice ale transformatorului de curent.*

Un tip de transformator de curent din această categorie are miezul magnetic format din trei

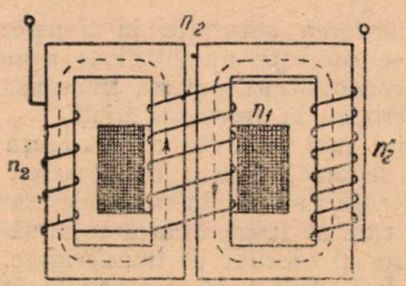


Fig. 8. Transformator de curent compensat prin magnetizare suplimentară care produce desechilibru de amper-spire pe circuitele magnetice.

coloane. Pe coloana centrală se găseşte înfăşurarea primară şi concentric parte din înfăşurarea secundară. Pe coloanele extreme se găseşte restul înfăşurării secundare, dispusă în bobine egale şi montate în serie cu bobina de pe coloana centrală. Această dispoziţie a fost părăsită, adoptîndu-se sistemul din fig. 8, care permite să se obţină valori mai mici pentru erorile de măsură [3].

Transformatorul cuprinde două miezuri separate. Infăşurarea primară cu n_1 spire şi parte din înfăşurarea secundară cu n_2 spire se găsesc pe cele două coloane alăturate (în mijloc), iar restul înfăşurării secundare este distribuită pe coloanele extreme, cu număr de spire diferit n_2' şi n_2'', diferenţa lor fiind $2n_k$. Numărul de spire n_k nu trebuie să depăşească $\pm 5\%$ din numărul total de spire secundare, după cum s-a stabilit prin încercări experimentale.

După fig. 8 putem scrie pentru miezul din stînga :

$$\overline{As}_s = n_1\bar{I}_1 + (n_2 + n_2')\ \bar{I}_2$$

iar pentru miezul din dreapta :

$$\overline{As}_d = n_1\bar{I}_1 + (n_2 + n_2'')\ \bar{I}_2.$$

Numărul de spire este astfel ales, încît în miezul din stînga numărul de amper-spire primar este mai mare, iar în dreapta acel secundar (ceea ce produce circulaţia fluxurilor în sens contrar în miezurile alăturate).

Prezenţa acestei disimetrii, creată prin cele n_k spire, produce acelaşi efect ca două înfăşurări contrarii care s-ar găsi pe circuitul magnetic, care însă nu au nici o influenţă asupra fluxului principal. In aceste condiţii magnetizarea circuitului magnetic se face într-o largă măsură sub efectul amper-spirelor suplimentare care sînt de cîteva ori mai mari faţă de amper-spirele rezultante ale primarului n_1 şi secundarului n_2. In felul acesta se obţine o creştere a inducţiei în miezuri la valori de 4 000 — 6 000 G, ducînd deci spre valorile maxime ale permeabilităţii. Un astfel de transformator se poate considera că este cu premagnetizare proprie sau cu magnetizare contrară (în literatură se întîlneşte sub una din aceste denumiri).

La curentul normal miezul din stînga va fi puţin saturat şi permeabilitatea se va găsi în regiunea de maxim, iar în miezul din dreapta valorile vor fi aproximativ cu 20% mai mici. Eroarea primului miez va fi în plus, iar al celui de al doilea în minus, ceea ce permite să se stabilească o eroare medie la valoarea voită. Din punctul de vedere al erorii de transformare, avem o metodă diferenţială. Erorile de unghi nu sînt dependente de disimetria bobinajelor, însă sînt reduse întrucît curenţii la mers în gol sînt micşoraţi.

Construcţia descrisă poate fi executată în diferite variante.

Se utilizează într-o altă variantă constructivă, un transformator cu două miezuri, pe care sînt repartizate înfăşurările secundare n_2' şi n_2''. De data aceasta n_2 este numărul de spire pentru raportul de transformare teoretic, valorile lui n_2' şi n_2'' se aleg aşa fel încît :

$$n_2' < n_2 < n_2''.$$

Ecuaţiile de amper-spire în această situaţie reprezintă un caz particular faţă de relaţiile stabilite mai înainte şi devin :

$$\overline{As}_s = n_1\bar{I}_1 + n_2'\bar{I}_2$$
$$\overline{As}_d = n_1\bar{I}_1 + n_2''\bar{I}_2$$

care se pot pune sub forma :

$$\overline{As}_s = n_1\bar{I}_1 + \frac{n_2' + n_2''}{2}\bar{I}_2 + \frac{n_2 - n_2'}{2}\bar{I}_2$$

$$\overline{As}_d = n_1\bar{I}_1 + \frac{n_2' + n_2''}{2}\bar{I}_2 - \frac{n_2' - n_2''}{2}\bar{I}_2.$$

Primii doi termeni din membrul al doilea reprezintă numărul de amper-spire la mersul în gol As_0, iar al treilea termen arată numărul de amper-spire care face magnetizarea contrară As_m, numărul de spire fiind :

$$\frac{n_2' - n_2''}{2}.$$

Ecuaţiile precedente pot fi scrise astfel :

$$\overline{As}_0 + \overline{As}_m = \overline{As}_e$$

$$\overline{As}_0 - \overline{As}_m = \overline{As}_d.$$

Magnetizarea miezurilor se face cu numărul de amper-spire :

$$\frac{n_2' - n_2''}{2} I_2,$$

fluxurile în miezuri fiind îndreptate în sens contrar unul altuia. Dacă ne găsim în limita porţiunii drepte a curbei de magnetizare, vom avea o reducere a erorilor, după cum s-a arătat mai înainte.

Premagnetizarea circuitului magnetic nu este însă constantă în montajul acesta ca şi în acel din fig. 8, ceea ce constituie o restrîngere a domeniului de utilizare a acestor transformatoare.

S-a căutat să se obţină o valoare constantă pentru curentul de premagnetizare. In acest scop, la bornele înfăşurării secundare se pune în derivaţie o impedanţă formată dintr-o bobină cu fier şi o rezistenţă. Tot de la secundar se alimentează o înfăşurare suplimentară pentru ambele miezuri care compun transformatorul (bobinajul este făcut în sensuri contrare pentru cele două miezuri). Datorită saturaţiei, impedanţa despre care s-a vorbit mai înainte rămîne constantă cînd I_2 variază în limite destul de largi, încît tensiunea şi curentul de premagnetizare vor fi de asemenea aproape constante şi deci la fel numărul de amper-spire produs de bobinajul auxiliar.

In loc ca înfăşurările n_2' şi n_2'' (fig. 8) să fie în serie cu secundarul n_2, ele pot constitui un circuit separat, alimentat de la o sursă auxiliară (110 V), cum s-a arătat la punctul (B. a). Alte ori sistemul magnetic se completează cu încă un circuit magnetic, în partea inferioară, pe care se prevede înfăşurarea auxiliară, coloanele extreme rămînînd nebobinate. Infăşurarea auxiliară este alimentată şi în acest caz de la o sursă exterioară.

Excitaţia separată mai poate fi făcută cu un curent în cvadratură cu curentul normal. Acest curent suplimentar se poate obţine de la o bornă tip condensator.

Cu aceste sisteme de compundaj se obţin curbe favorabile pentru erori după cum se poate vedea din fig. 9.

Un transformator de curent care se bazează pe acelaşi principiu, însă cu realizare diferită este arătat în fig. 10.

In această construcţie înfăşurarea secundară, în unele regiuni ale miezului, este trecută prin

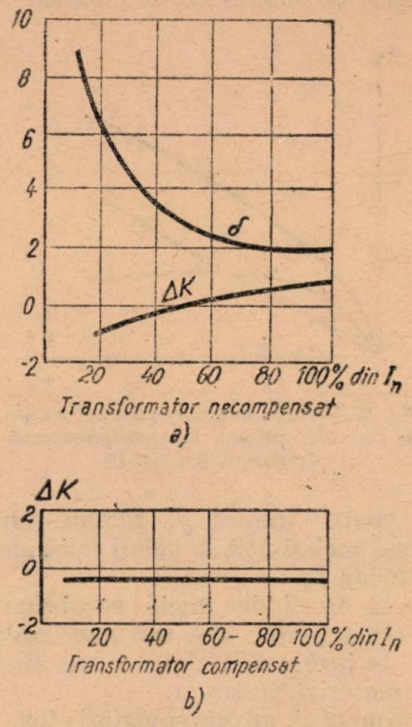


Fig. 9. Curbe de erori la transformatorul de curent necompensat (*a*) şi compensat (*b*)

orificiile *a* ; astfel, o parte din spire cuprind o secţiune mai redusă de fier, care se saturează cînd curentul creşte. Acţiunea fluxului suplimentar fiind contrară fluxului principal, se creează o disimetrie de magnetizare în regiunile acestor orificii, care duce la o redistribuire a fluxului, în cele două părţi ale orificiului.

In fig. 11, curba *1* reprezintă curba amper-spirelor normale As_0 de mers în gol. Curba *2* arată variaţia numărului de amper-spire su-

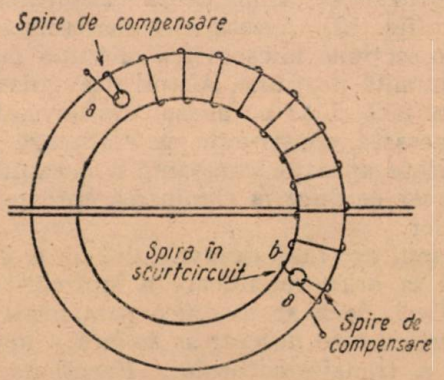


Fig. 10. Transformator de curent compensat prin micşorarea secţiunii de fier şi spire în scurtcircuit.

plimentare As_p, care urmează a fi scăzute din precedentele, pentru a avea în *3* curba amper-spirelor rezultante As_r în funcţie de curentul primar I_1. Putem deci, scrie (presupunînd că

f.m.m. respective se găsesc pe aceiaşi direcţie) :

$$As_0 - As_p = As_r.$$

Curba rezultantă *3* poate fi adusă la o formă lineară, ceea ce înseamnă că eroarea de transformare pentru curent va rămîne constantă. Efectul este mai simţit la valori mici ale curentului secundar I_2.

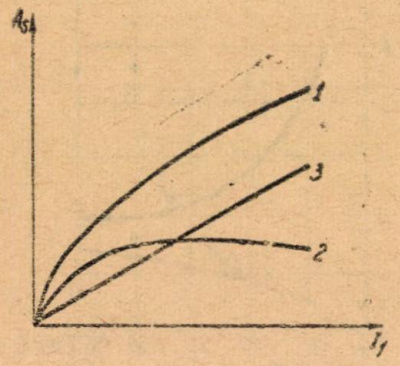


Fig. 11. Variaţia amper-spirelor în funcţie de curentul primar la transformatorul de curent din fig. 10.

Reducerea erorii de unghi se obţine punîndu-se în scurtcircuit una sau mai multe spire (*b*, fig. 10) în jurul orificiului, acestea fiind făcute dintr-un material rezistent.

In acest montaj, erorile şi variaţia lor, în funcţie de curent, pot fi mult reduse printr-o alegere judicioasă a secţiunii fierului în regiunea orificiilor, a numărului de spire şi a sensului lor de înfăşurare.

Alteori, curba de magnetizare se modifică micşorînd secţiunea miezului pe o mică porţiune încît în această regiune se produce saturaţie cînd creşte fluxul.

Este o schemă bună pentru transformatoarele cu primarul bobinat şi cu rezultate limitate la transformatoarele unispirale.

In alte construcţii se montează la extremităţile înfăşurării secundare un condensator, de la bornele căruia se alimentează înfăşurarea unui reactor (fig. 12). Acesta este construit separat, avînd o secţiune micşorată a miezului magnetic pe o anumită porţiune. Alteori strangularea secţiunii se face chiar pe miezul transformatorului.

Cu această construcţie se realizează o permeabilitate aproape constantă a miezului magnetic, ceea ce duce la eliminarea aproape totală a erorilor.

Sistemul are însă dezavantajul de a fi foarte sensibil la orice modificare a încărcării secundare. Deci, dacă se modifică parametrii circuitului extern este necesar să se facă o nouă etalonare a transformatorului. Funcţionarea cu două scări a valorilor maxime la secundar duce la o schemă de montaj destul de complicată (cu doi reactori şi rezistenţe de reglaj).

d) *Modificarea permeabilităţii prin şunturi magnetice.*

Se poate realiza o permeabilitate mărită la un curent secundar redus, influenţînd asupra scăpărilor transformatorului. Sînt diferite metode care ne permit să ajungem la acest rezultat. Lăsăm la o parte sistemele în care se obţine o schimbare a scăpărilor prin deplasarea relativă a bobinelor una faţă de cealaltă, întrucît nu au aplicaţie în transformatoarele de curent.

Un alt mijloc este de a utiliza un şunt magnetic prevăzut cu o înfăşurare auxiliară despre care s-a amintit la paragraful (B.c.).

O altă metodă constă în a introduce un şunt format din fier şi întrefier, aşezat între coloane.

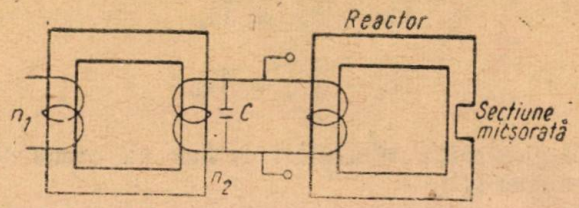


Fig. 12. Transformator de curent compensat printr-un reactor montat în circuitul secundar.

O variantă a acestui sistem utilizează un şunt magnetic fără întrefier. Acest ultim sistem are avantajul — faţă de precedentele — de a permite o funcţionare stabilă în anumite condiţii fixate.

In dispoziţiile cu şunturi magnetice, fluxul care se produce în acestea depinde de gradul său de saturaţie. La curenţi secundari mici, cînd erorile sînt mai mari, fluxul care trece prin şunt este mai important şi datorită poziţiei şuntului se crează un dezechilibru de magnetizare în părţi din circuitul magnetic, ducînd astfel la creşterea inducţiei spre valorile de permeabilitate maximă. La curenţi mari, şuntul saturîndu-se treptat, efectul semnalat mai sus este din ce în ce mai atenuat.

In unele variante, şuntul magnetic *S* se face dintr-un material foarte permeabil în raport cu tabla cu siliciu obişnuită (fig. 13).

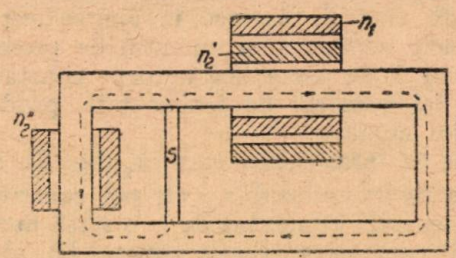


Fig. 13. Transformator de curent cu compensare prin şunt magnetic de mare permeabilitate.

Infăşurarea secundară este împărţită în două părţi, una principală avînd n_2' spire şi a doua de compensare n_2'' cu mai puţine spire. Direcţiile de circulaţie a fluxurilor sînt arătate în figură.

Şuntul magnetic are rolul de a magnetiza puternic o parte a circuitului magnetic. Fluxul auxiliar fiind în sens contrar cu fluxul principal se ajunge la o variaţie liniară a curentului de

magnetizare şi la o aplatizare a curbelor care dau erorile.

La obţinerea acestor rezultate ajută faptul că materialul foarte permeabil (cum ar fi permaloiul) are permeabilitate mare la inducţiile mici, mult mai mare decît a fierului. Cînd I_2

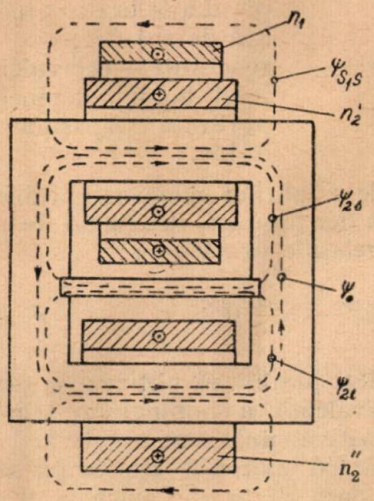


Fig. 14. Schema transformatorului de curent compensat prin şunt magnetic — tip Petrov-Ocuni — cu fluxuri de duble scăpări magnetice.

creşte, materialul permeabil se saturează, însă, mai repede decît fierul şi fluxul care străbate înfăşurarea n_2'' se măreşte.

La curenţi mici, curentul în gol I_0 se micşorează, însă se măreşte la curenţi mari.

Acest tip de transformator dă rezultate bune, dar prezintă unele greutăţi constructive din cauza şuntului, care este executat din materiale speciale.

O perfecţionare importantă în domeniul construcţiei transformatoarelor de curent cu şunt magnetic, o reprezintă transformatorul propus de prof. G. N. Petrov şi docent S. S. Ocuni.

Ideea de bază în această nouă construcţie o constituie realizarea disimetriei de magnetizare a circuitului magnetic prin împărţirea bobinei secundare pe două coloane, bobina primară fiind în întregime situată concentric cu una din fracţiunile bobinei secundare.

Intr-o primă realizare, şuntul magnetic, prevăzut cu două întrefieruri, era plasat între cele două coloane rămase libere. Intr-o nouă realizare din 1952, autorii modifică complet forma şuntului magnetic [4,5].

In fig. 14 se arată schema transformatorului. In n_1 este bobinajul primar cu n_1 spire aşezat pe coloana superioară şi dispus concentric cu o parte din bobinajul secundar, care are n_2' spire, însă în exterior. Restul bobinajului secundar se găseşte pe miezul inferior conţinînd n_2'' spire. Aceste două porţiuni ale bobinajului secundar sînt legate în serie, încît în total va avea $n_2 = n_2' + n_2''$ spire.

Şuntul magnetic poate fi aşezat în două feluri, după cum se vede în fig. 15. In fig. 15 *a* şuntul, în formă de scoabă, este dispus paralel cu miezul transformatorului; în fig. 15 *b* şuntul este aşezat perpendicular. Prima formă se poate utiliza la orice construcţie a bobinajului primar şi secundar, deci şi la transformatoarele în care primarul este constituit dintr-o singură bară

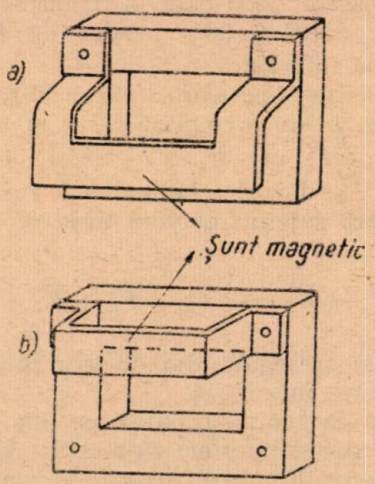


Fig. 15. Forma şuntului magnetic la transformatorul din fig. 14.:
a—sînt în formă de scoabă, paralel cu miezul;
b — sînt aşezat perpendi-cular pe miez.

(transformatoare unispirale). A doua formă a şuntului este aplicabilă numai la anumite construcţii de transformatoare.

Trebuie să arătăm că aceste forme de şunturi prezintă dificultăţi de utilizare la transformatoarele de curent de înaltă tensiune în ulei din cauza greutăţilor de izolaţie.

In fig. 14 şuntul este figurat schematic între coloane, această dispoziţie uşurînd calculele, însă în realitate nu aceasta este aşezarea sa.

F.m.m. a transformatorului este :

$$\bar{F}_0 = \bar{F}_1 + \bar{F}_2$$

unde

$\bar{F}_0 = n_1\bar{I}_0$ este f.m.m. la mersul în gol.

Bobinajul secundar produce f.m.m. :

$$\bar{F}_2 = \bar{F}_2' + \bar{F}_2''$$

în care :

$$\bar{F}_2 = n_2\bar{I}_2$$

$$\bar{F}_2' = n_2'\bar{I}_2$$

$$\bar{F}_2'' = n_2''\bar{I}_2.$$

Admiţînd că f.m.m. F_0 este foarte mică, putem scrie $\bar{F}_1 = -\bar{F}_2$.

Deci, f.m.m. $\bar{F}_2$, rezultanta f.m.m. produse de cele două bobine secundare $\bar{F}_2' + \bar{F}_2''$, luată

cu semn schimbat, va echilibra f.m.m. primară, adică :

$$\bar{F}_1 = -\bar{F}_2 = -\bar{F}_2' - \bar{F}_2''.$$

Această f.m.m. se consideră că produce un flux de scăpări.

In fereastra inferioară a transformatorului, fluxul de scăpări este produs de f.m.m. $\bar{F}_2''$ din bobina inferioară.

In fereastra superioară, fluxul de scăpări este produs de acţiunea comună a f.m.m. din primar care este $-\bar{F}_2 = -\bar{F}_2' - \bar{F}_2''$ şi de f.m.m. din secundar $\bar{F}_2'$, datorită bobinei n_2'. Prin urmare, în fereastra superioară vom avea ca f.m.m. rezultantă :

$$-\bar{F}_2 + \bar{F}_2' = -\bar{F}_2' - \bar{F}_2'' + \bar{F}_2' = -\bar{F}_2''$$

deci, o valoare egală, dar de sens invers f.m.m. din fereastra inferioară.

Rezultă că f.m.m. produse pe cele două miezuri (superior şi inferior) sînt egale, însă de sensuri contrare. Fluxurile de scăpări vor fi de asemenea egale şi contrare, încît cele două jumătăţi de miezuri se magnetizează în sens invers.

Mai avem fluxul ψ_0, produs de f.m.m. de magnetizare $\bar{F}_0$, care adăugat fluxurilor totale din ferestrele respective (care conţine fluxurile ψ_{2s} sau ψ_{2i} şi fluxurile de scăpări corespunzătoare) ne va da fluxurile rezultante ψ_s şi ψ_i din ferestrele superioară şi inferioară a transformatorului, care pot fi aduse să aibă un decalaj de aproape 180°, adică să fie aproape în opoziţie. De asemenea, ele pot să aibă amplitudini mult mai mari decît fluxul iniţial, încît se poate modifica esenţial starea de saturaţie a circuitelor magnetice şi permeabilitatea, ceea ce are influenţă asupra caracteristicelor transformatorului.

Trebuie să remarcăm fluxurile ψ_{2s} şi ψ_{s1s}, care cuprind ambele înfăşurări (primară şi secundară) şi care trec prin partea superioară a miezului şi primar. Aceste două fluxuri reprezintă pentru bobinajul secundar cuplaje magnetice de duble scăpări magnetice şi constituie o particularitate fundamentală a acestui tip de transformator.

Urmărindu-se diagrama fluxurilor, se constată că la transformatoarele de care ne ocupăm, acestea au un caracter complex. In lungul miezurilor şi a şuntului, fluxul magnetic variază în amplitudine şi fază după importanţa fluxului de scăpări care se închide prin aer.

Fluxurile de scăpări din jurul ferestrelor superioară şi inferioară produc f.e.m. de scăpări, care compuse vectorial ne vor da f.e.m. rezultantă de scăpări E_s.

In relaţia f.e.m. E_s întîlnim noţiunile de rezistenţă totală şi reactanţă totală a înfăşurării secundare, avînd ca expresii :

$$r_t = r_2 + r_c'' - r_c'$$

$$x_t = x'' - x'$$

unde

r_2 este rezistenţa întregii înfăşurări secundare ;

r_c' şi r_c'' — rezistenţele echivalente ale înfăşurărilor n_2' şi n_2'' legate de pierderile în fier produse de fluxul de scăpări ;

x' şi x'' — reactanţele echivalente la aceleaşi bobini, depinzînd de importanţa scăpărilor magnetice duble.

Valorile scăpărilor magnetice duble şi a pierderilor în fier produse de fluxul de scăpări, pot duce la relaţiile următoare :

$$x_t = x'' - x' \gtrless 0 \text{ şi } r_t = r_2 + r_c'' - r_c' \gtrless 0.$$

Este deci posibil să obţinem o reactanţă totală echivalentă a bobinajului secundar, care să fie pozitivă, nulă sau negativă.

Considerînd expresia rezistenţei totale echivalente, dacă $r_c'' > r_c'$, avem $r_t > r_2$ şi deci pierderile în fier măresc pierderile totale în secundar ; dacă $r_c'' = r_c'$ pierderile în fier nu modifică pierderile totale ; dacă $r_c'' < r_c'$ rezistenţa totală echivalentă a bobinajului secundar este micşorată, $r_t < r_2$. Dacă $r_c' > r_2 + r_c''$ rezistenţa totală echivalentă a circuitului secundar are o valoare negativă.

Considerînd relaţiile (3) şi (4) care dau valorile unghiurilor ce intră în expresiile (1) şi (2) ale erorilor, observăm că posibilitatea de a micşora pe r şi x, de a le anula şi chiar de a obţine valori negative, înseamnă posibilitatea de a reduce erorile.

Variaţia acestor parametri, pentru un miez dat, se realizează prin modificarea cîmpului de scăpări care duce la o altă distribuire a fluxului în fereasrta superioară şi cea inferioară a circuitului echivalent din fig. 14. Obţinem aceasta în următoarele moduri :

— prin deplasarea şuntului magnetic faţă de coloanele bobinate ;

— prin alegerea judicioasă a secţiunii şuntului magnetic ;

— prin determinarea suprafeţei de contact dintre şunt şi coloană ;

— la un număr constant de spire secundare n_2, prin variaţia raportului dintre numărul de spire, care se găseşte pe coloana superioară n_2' şi cea inferioară n_2''.

Rezultatele experimentale referitoare la erorile acestui transformator sînt foarte bune. Exemplificăm aceasta prin curbele din fig. 16 care dau erorile în raportul de transformare în funcţie de $\frac{I_1}{I_{1n}}$ %.

Aceste curbe se referă la variaţia unui singur parametru şi anume grosimea şuntului.

Observăm că pentru $b = 2{,}5$ mm compensarea este aproape perfectă începînd de la 20%

din curentul primar nominal; între 10 — 20% erorile sînt destul de reduse. Dacă lăţimea şuntului este prea mare, avem o supra-compensare, erorile cresc mult, schimbînd de semn faţă de cazul cînd nu avem şunt, adică $b = 0$.

Creşterea curentului primar duce la mărirea fluxului în şuntul magnetic pînă începe satura-

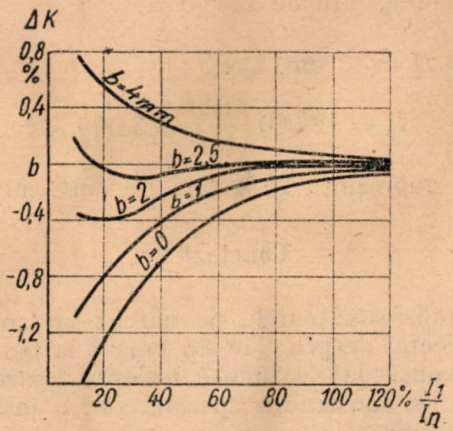


Fig. 16. Variaţia erorilor la transformatorul din fig. 14 în funcţie de grosimea şuntuli b.

ţia, din care moment variaţia fluxului în şunt va fi foarte mică.

Se calculează, ca la curentul nominal, şuntul să fie saturat. Pe măsură ce scade curentul primar, acţiunea şuntului este din ce în ce mai importantă, ceea ce duce la variaţia lui r_t şi x_t, în sensul unei intensificări a acţiunii de compensare. Aceasta este mai puternică cînd curentul se micşorează şi are deci un efect favorabil, reducînd erorile, în intervalul în care, fără compensare, erorile iau valori foarte ridicate.

e) *Spire în scurtcircuit.*

Un alt mijloc de a reduce erorile unui transformator de curent este de a pune pe unul din miezuri, una sau mai multe spire în scurtcircuit.

In felul acesta se produce o f.m.m. suplimentară:

$$\bar{F}_{sc} = n_{sc}\bar{I}_{sc}$$

în care I_{sc} este curentul care circulă în spire, iar n_{sc} numărul acestora; de cele mai multe ori se ia o singură spiră, adică $n_{sc} = 1$.

F.m.m. totală a transformatorului va fi:

$$\bar{F}_0 = \bar{F}_1 + \bar{F}_2 + \bar{F}_{sc}$$

sau:

$$\bar{F}_1 = \bar{F}_0 - \bar{F}_2 - \bar{F}_{sc} = -\bar{F}_2 + \bar{F}_{0sc}$$

punînd:

$$\bar{F}_{0sc} = \bar{F}_0 - \bar{F}_{sc}.$$

Prin urmare, în calculul erorilor vom introduce proiecţiile lui $\bar{F}_{0sc}$ în loc de $\bar{F}_0$ pe cele două axe de coordonate. Intrucît putem realiza $\bar{F}_{0sc} < \bar{F}_0$, urmează că şi erorile vor fi micşorate.

F.m.m. a spirelor în scurtcircuit este:

$$F_{sc} = n_{sc} I_{sc} \cong \frac{E_{sc}}{r_{sc}} n_{sc} \cong \frac{4{,}44\, f\Phi_s}{r_{sc}} n_{sc}^2$$

în care r_{sc} este rezistenţa spirelor scurtcircuitate, presupuse aşezate pe coloana superioară, unde este fluxul Φ_s.

Spirele în scurtcircuit duc la o reducere a erorilor, care variază cu rezistenţa acestora şi deci variaţia treptată a rezistenţei permite micşorarea progresivă a erorilor.

C. Modificarea permeabilităţii prin utilizarea unui protector de cupru

In cazul că primarul şi secundarul au o distribuţie simetrică în jurul miezului, scăpările sînt minime. Cînd primarul este concentrat, iar secundarul distribuit, scăpările devin importante. La curenţi de ordinul kilo-amperilor deosebirile de distribuţie nu duc la erori prea mari. Dacă însă curenţii ating valori de 10 — 20 kA şi înfăşurările sînt distribuite, erorile sînt normale; dacă înfăşurarea primară este concentrată pe o parte a miezului, erorile la plină încărcare pot atinge respectiv 33% şi 66%. Faptul acesta provine din cauza saturaţiei miezului. In acelaşi timp curba curentului secundar se deformează dacă miezul se apropie de saturaţie. Erorile pot fi reduse dacă se utilizează un protector de cu-

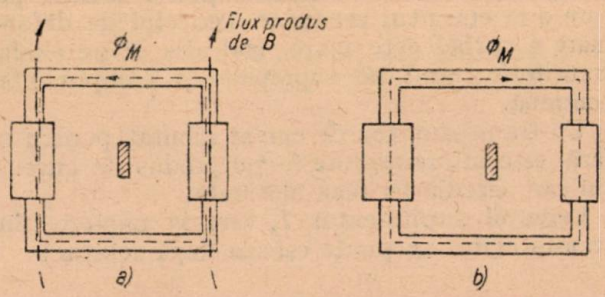


Fig. 17. Fluxuri parazite care influenţează circuitul magnetic al unui transformator de curent, introducînd erori suplimentare.

pru. Acesta trebuie să fie prevăzut cu un interval de aer pentru a nu se forma o spiră în scurtcircuit. Adăugîndu-se protectorul — în cazul transformatoarelor de mare intensitate semnalate mai înainte — erorile au fost reduse la $\frac{1}{10\,000}$.

Reducerea erorilor se explică prin faptul că protectorul joacă rolul unui amortizor, curenţii turbionari care iau naştere în protector tinzînd să producă fluxuri contrarii celor iniţiale. Protectorii trebuie să aibă o secţiune suficient de mare ca astfel rezistenţa opusă curenţilor de circulaţie să fie minimă.

Fluxul total nu este influenţat de acest protector, întrucît spira pe care o constituie este

întreruptă şi deci nu poate fi nici o acţiune de f.m.m.

III. Ne vom ocupa de o problemă, care deşi nu este în directă legătură cu construcţia transformatoarelor de curent, totuşi poate fi o cauză de erori importante. Ne referim la situaţia din fig. 17 în care, în apropierea transformatorului de curent *a*, se găseşte un alt transformator *b*.

Aceiaşi situaţie se poate ivi dacă transformatorul se găseşte într-un cîmp magnetic produs de orice cauză exterioară (bare colectoare, etc.).

In miezurile transformatorului de curent, fluxurile proprii se combină vectorial cu fluxurile de provenienţă exterioară şi astfel se introduc erori de măsură. Fluxurile exterioare parazite pot deveni deosebit de importante în cazuri de scurtcircuit asimetric.

Mai există pericolul ca din cauza acestui flux de scăpări să se inducă tensiuni ridicate, de ordinul a mai multor kV, în spirele transformatorului de curent, ceea ce poate duce la străpungeri între spire sau la pămînt.

Prevenirea acestor situaţii se realizează prin protectori de cupru de secţiune importantă pentru a reduce în cît mai mare măsură efectele fluxului parazit. De asemenea se recomandă să se dea atenţie în ce priveşte distanţa între transformatorul de curent şi sursele exterioare parazite.

In cazul cînd fluxul de scăpări este mare, oscilografiind curentul secundar, se constată o importantă deformare a curbei. Dacă se măreşte distanţa faţă de sursa care produce fluxul parazit, se constată o îmbunătăţire a formei pe care o ia curentul secundar. Pericolul de deformare a curbei este mare, mai ales în perioada tranzitorie, cînd se suprapune şi componenta continuă.

Un transformator de curent montat pentru o fază este influenţat de fluxul produs de curentul care circulă în faza alăturată.

Curentul suplimentar I_s care ia naştere în transformator se poate calcula după relaţia:

$$I_s = I_1 \left(\frac{R}{D}\right)^n \text{ în A,}$$

în care:

I_1 este curentul pe fază în A;

R — raza mijlocie a miezului la transformatorul de curent în cm (sau raza cercului circumscris dacă miezul nu este rotund);

D — distanţa între barele colectoare sau între transformatorul de curent şi sursa de influenţare) în cm;

$n = 2$ sau 3 după cum miezul transformatorului este pătrat sau rotund.

Admitem $I_1 = 12\,000$ A (alimentarea unui cuptor), $R = 15$ cm, $D = 110$ cm, $n=2$ (miez patrat); vom avea:

$$I_s = 12\,000 \left(\frac{15}{110}\right)^2 = 225 \text{ A}$$

adică 1,86% faţă de 12 000 A.

Dacă $D = 30$ cm, avem:

$$I_s = 12\,000 \left(\frac{15}{30}\right)^2 = 3\,000 \text{ A}$$

ceea ce reprezintă 25% faţă de curentul total.

Concluzii

a) Transformatoarele de curent cu compensare directă despre care s-a vorbit la pct. A nu sînt recomandabile fiindcă necesită aparate de măsură de construcţie specială sau o instalaţie mai complicată.

b) Transformatoarele cu premagnetizare la frecvenţa normală, în principiu sînt recomandabile. La aceste transformatoare, premagnetizarea se poate face de însăşi curentul secundar al transformatorului sau de la o sursă exterioară, în care caz înfăşurarea respectivă este separată. Necesitatea sursei exterioare nu poate constitui un inconvenient prea grav; într-adevăr, dacă transformatorul este montat la o reţea de joasă tensiune, alimentarea se poate face imediat, iar dacă lucrează la o reţea de înaltă tensiune, alimentarea pentru premagnetizare se va face fie de la barele auxiliare, fie de la transformatoarele de tensiune apropiate.

Transformatorul prezentat în fig. 8 se recomandă mai ales pentru joasă tensiune, precum şi la tipurile de transformatoare de trecere multispirale de înaltă tensiune cu miezurile repartizate pe ambii izolatori.

c) Transformatoarele cu şunturi magnetice se pot construi în mai multe variante.

Tipul care are întrefier, în general, este mai puţin recomandabil din cauză că se asigură mai greu stabilitatea în funcţionare.

Tipurile cu şuntul confecţionat din materiale speciale sînt recomandabile, însă sînt mai greu de realizat şi mai costisitoare.

Din această categorie de transformatoare rămîn ca cele mai uşor de realizat şi cu bune rezultate practice, transformatoarele cu şunturi fără întrefier între coloane sau cu şunturi montate ca în fig. 15 *a* şi *b*.

Transformatoarele de curent prevăzute cu şunt magnetic pot avea înfăşurările primară şi secundară aşezate pe miezuri separate sau după metoda MEI (Petrov-Ocuni), înfăşurarea secundară este repartizată pe două miezuri, iar cea primară este dispusă concentric cu una din bobinele secundare. Metoda ultimă este cea mai favorabilă deoarece prezintă largi posibilităţi de reducere a erorilor prin reglajul diverşilor parametri, după cum s-a arătat.

Observăm că transformatoarele cu şunturi magnetice pot fi totdeauna întrebuinţate în joasă tensiune, în construcţiile cu miezuri dreptunghiulare. La transformatoarele de curent pentru înaltă tensiune, în ulei, construcţia cu şunturi magnetice este dificilă din cauza greutăţilor de izolare a şuntului în raport cu înfăşurarea de înaltă tensiune.

d) Utilizarea uneia sau mai multor spire în scurtcircuit pe una sau mai multe coloane are rezultate favorabile în ce priveşte reducerea erorilor şi se recomandă a fi introdusă, mai ales că din punct de vedere constructiv nu prezintă nici o greutate şi se poate aplica în orice împrejurare.

e) Protectorii de cupru, despre care s-a vorbit la pct. C, reprezintă o metodă nouă de reducere a erorilor. Recomandăm studiul acestui sistem pentru transformatoarele de curent de intensităţi mari, începînd de la 10 kA. Ar fi nimerit ca fabricile noastre să consimtă la construirea unui astfel de prototip pentru a se putea face încercări experimentale, deoarece în literatură această chestiune este foarte sumar expusă.

f) Ar trebui de asemenea să se studieze construcţia transformatoarelor de curent cu premagnetizare la frecvenţă triplă, care pot să-şi găsească aplicaţii interesante şi în înaltă tensiune.

* * *

La noi în ţară, odată cu executarea planului de electrificare, industria electrotehnică se ocupă cu construcţia transformatoarelor de curent. În scopul de a produce astfel de transformatoare de o calitate cît mai bună, problema compensării nu poate fi neglijată.

Unele probleme ridicate în acest articol, credem că ar putea să prezinte interes pentru fabricile noastre care se ocupă cu construcţia transformatoarelor de curent.

Bibliografie

[1] *Smurov A. A.*: Tehnica tensiunilor înalte, Gosenergoizdat, 1935.

[2] *Istratov N. V.*: Electricitatea (traducere rev. Electricestvo), nr. 2/1953 Ed. Energetică de Stat, p. 181—182.

[3] *Goldstein J.*: Die Messwandler, Basel, 1952.

[4] *Petrov G. N.* şi *Ocuni S. S.*: Despre rezistenţa negativă a înfăşurării secundare a transformatorului, Electricestvo, nr. 5/1950, p. 3—5.

[5] Idem: Compensarea transformatoarelor de curent cu metoda M. E. I. Electricestvo, nr. 12/1952, p. 14—21

★

КОМПЕНСАЦИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Резюме

Критически излагаются различные системы компенсации трансформаторов тока, ввиду уменьшения погрешностей измерения (трансформаторных и угловых). В заключение даются рекомендации по применению различных изложенных способов для наилучшего соответствия появляющимся в практике случаям.

CALCULUL PORNIRII ŞI INFLUENŢA NUMĂRULUI DE TREPTE REOSTATICE ASUPRA ACCELERAŢIEI LA VEHICULELE ELECTRICE DE CURENT CONTINUU

Ing. GH. TURBUŢIU

Se expune metoda grafică de calcul a pornirii unui vehicul electric echipat cu motoare de curent continuu şi se studiază influenţa numărului de trepte reostatice asupra acceleraţiilor care pot fi obţinute de la unul şi acelaşi motor. Se dă o metodă grafică de determinare a rezistenţelor pentru obţinerea unei creşteri lente a acceleraţiei la pornire în cazul reostatului colector.

Este cunoscut faptul că pornirea maşinilor electrice de curent continuu se face de obicei prin introducerea în prealabil în circuitul de forţă a maşinii a unei rezistenţe active şi scoaterea treptată a acestei rezistenţe apoi, din circuit. Această metodă este larg întrebuinţată atît la locomotivele electrice, cît şi la vagoanele electrice de cale ferată sau tramvai.

Să presupunem că avem un motor electric cu excitaţie în serie, a cărui caracteristică $v = f\ (I)$ este dată în fig. 1. Tot în această figură

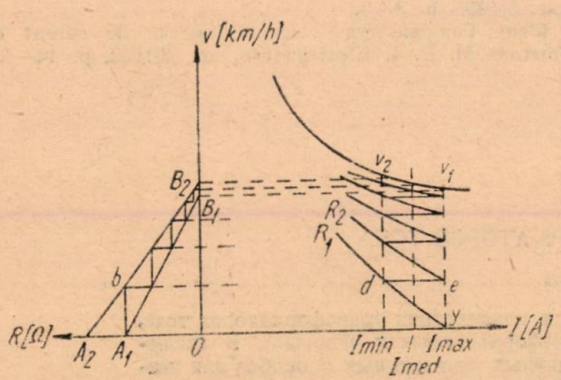


Fig. 1.

mai sînt date 5 caracteristici $v = f\ (I)$ în cazul cînd în circuitul motorului sînt introduse rezistenţe active.

Dacă pornirea se face cu rezistenţa R_1 în circuit, curentul care se va stabili în momentul $v = 0$ va fi egal cu I_m. Viteza vehiculului crescînd, curentul se va micşora. Dacă în punctul d rezistenţa este micşorată la valoarea R_2, curentul motorului se va mări brusc, deoarece vehiculul avînd o masă mare, nu poate să-şi schimbe brusc viteza. Micşorînd din ce în ce rezistenţa din circuitul motorului, vom ajunge la caracteristica economică a motorului.

Pornirea vehiculului electric se face de obicei cu acceleraţie constantă, ceea ce comportă şi o forţă de tracţiune constantă : F = const. (dacă nu se ia în considerare mărirea rezistenţei la mers o dată cu mărirea vitezei).

Menţinerea curentului la o valoare constantă este posibilă numai în cazul unui reostat care să permită obţinerea unei infinităţi de valori a rezistenţelor. In practică, întotdeauna vom avea oscilaţii ale curentului în jurul unei valori medii, cu care se consideră că se face pornirea. Aceste oscilaţii vor fi cu atît mai mici, cu cît vom avea mai multe trepte de rezistenţe

Oscilaţiilor curentului îi corespund oscilaţii ale forţei de tracţiune şi acceleraţiei.

Mărimea acestor oscilaţii pot fi concretizate prin coeficienţii de oscilare de la valoarea medie : k_y — pentru forţa de tracţiune şi k_a — curent, k_F — pentru pentru acceleraţie.

$$k_y = \frac{I_{max} - I_{min}}{2\ I_{med}} \qquad (1)$$

unde

$$I_{med} = \frac{I_{max} + I_{min}}{2} \qquad (2)$$

$$k_F = \frac{F_{max} - F_{min}}{2\ F_{med}} \qquad (3)$$

$$k_a = \frac{\left(\frac{dv}{dt}\right)_{max} - \left(\frac{dv}{dt}\right)_{min}}{2\left(\frac{dv}{dt}\right)_{med}} \qquad (4)$$

Coeficientul de oscilare al acceleraţiei este în totdeauna mai mare decît coeficientul de oscilare al forţei de tracţiune. Intr-adevăr, avem :

$$\left(\frac{dv}{dt}\right)_{max} = \frac{\frac{F_{max}}{G} - (i + w_0)}{102\ (1 + \gamma)}\ [m/s^2] \qquad (5)$$

$$\left(\frac{dv}{dt}\right)_{min} = \frac{\frac{F_{min}}{G} - (i + w_0)}{102\ (1 + \gamma)}\ [m/s^2] \qquad (6)$$

$$\left(\frac{dv}{dt}\right)_{med} = \frac{\frac{F_{med}}{G} - (i + w_0)}{102\ (1 + \gamma)}\ [m/s^2] \qquad (7)$$

unde :

i este rampa pe care se face demarajul, inclusiv rezistenţa curbei ;

w_0 — rezistenţa specifică a convoiului la înaintare ;

γ — coeficientul de echivalare a maselor volante ;

G — greutatea convoiului în tone.

Introducînd valorile din (5), (6) şi (7) în relaţia (4), obţinem :

$$k_a = \frac{\frac{1}{G}\left(F_{max} - F_{min}\right)}{2\left[\frac{1}{G} F_{med} - (i + w_0)\right]} =$$

$$= \frac{F_{max} - F_{min}}{2\,[F_{med} - G\,(i + w_0)]} \cdot \frac{F_{med}}{F_{med}} \qquad (8)$$

de unde :

$$k_a = k_F \frac{F_{med}}{F_{med} - G\ (i + w_0)} \qquad (9)$$

adică

$$k_a > k_F\,. \qquad (10)$$

Vom determina acum legea de variaţie a rezistenţei active punînd condiţia $I = \text{const.}$

Din relaţia de bază $v = \frac{U - I\,(r + R)}{c\,\Phi}$ (11)

unde r este rezistenţa interioară a maşinii, iar R este rezistenţa variabilă a reostatului, obţinem :

$$R = \frac{U}{I} - r - \frac{v\,c\,\Phi}{I} \qquad (12)$$

adică $R = f\ (v)$ este o dreaptă. (Tensiunea în reţeaua de contact este considerată constantă). Această dreaptă poate fi construită cu ajutorul a două puncte :

$$A\ (v = 0,\ R)\,; \qquad B\ (v = v_a,\ R = 0)$$

unde v_a este viteza la care maşina ajunge pe caracteristica economică.

Pentru curenţii I_{max} şi I_{min} se pot construi dreptele respective. Valorile rezistenţelor cuprinse între aceste două drepte asigură oscilarea curentului de pornire între valorile I_{max} şi I_{min} în jurul curentului I_{med}.

Concretizăm cele expuse printr-un exemplu. Pentru curba din fig. 1 se dă curentul mediu de pornire I_{med} şi coeficientul de oscilaţie dorit k_y în procente. Cu ajutorul relaţiei ( ) se determină uşor curentul I_{max} şi I_{min}. Construim dreptele I_{min}, I_{med}, $I_{max} = \text{const.}$ Intersecţiile dreptelor $I_{max} = \text{const.}$ şi $I_{min} = \text{const.}$ cu curba $v = f\ (I)$, le notăm cu v_1 şi v_2. Construim dreptele rezistenţelor. In fig. 1,

$$R_1 = \frac{U}{I_{max}} - r \qquad \text{şi} \qquad R_2 = \frac{U}{I_{min}} - r.$$

Coordonatele punctelor A_1, A_2, B_1, B_2, vor fi :

$$A_1\ \left(v = 0,\ R_1 = \frac{U}{I_{max}} - r\right);$$

$$A_2\ \left(v = 0,\ R_2 = \frac{U}{I_{min}} - r\right);$$

$$B_1\ (v = v_1,\ R_1 = 0)\,; \qquad B_2\ (v = v_2,\ R_2 = 0).$$

Dacă motoarele electrice lucrează la diferite tensiuni, dreptele $R = f\ (v)$ trebuie determinate de fiecare dată cînd tensiunea se schimbă.

Cînd în circuit avem mai multe motoare care sînt combinate în serie şi paralel, calculul rezistenţelor se face pentru un singur motor la tensiunea la care lucrează de fapt în schema dată, înmulţind apoi valoarea rezistenţelor cu numărul motoarelor în serie dintr-un circuit paralel şi împărţind apoi această valoare cu numărul circuitelor paralele.

Menţinerii rezistenţei R_1 în circuit de la punctul A_1 la b îi corespunde o variaţie a curentului de la c la d şi aşa mai departe.

Unul din principalele momente ale calculului pornirii (demarajului) este determinarea curentului mediu de pornire (şi deci, implicit, acceleraţia). Curentul mediu de pornire este ales punînd condiţia folosirii la maxim a posibilităţilor de aderenţă a vehiculului electric şi a puterii motoarelor.

La locomotivele electrice, se porneşte punînd condiţia folosirii la maxim a greutăţii de aderenţă, iar la vagoanele electrice punînd condiţia folosirii la maxim a posibilităţilor motorului. Problema aderenţei la tramvaie apare numai la acceleraţii mari (1,9—2,1 m/s²). Ne vom opri mai detaliat asupra cazului tramvaiului, el avînd o actualitate imediată pentru industria noastră.

Curentul maxim de pornire care poate fi stabilit şi deci, acceleraţia ,maximă la o încărcătură oarecare a vagonului, se stabileşte din condiţiile unei comutaţii normale şi este definit de obicei de relaţia :

$$I_{max} = 2\ I_0 \qquad (15)$$

unde I_0 este curentul uniorar al maşinii de tracţiune.

Practic curentul $I_{max} = 2\ I_0$ poate fi obţinut numai cînd avem un număr destul de mare de trepte în reostat (teoretic o infinitate). Cu cît treptele vor fi mai puţine, cu atît oscilaţiile vor fi mai mari şi cu atît curentul mediu de pornire va fi mai mic decît curentul maxim posibil din punct de vedere al motorului în aşa fel, ca oscilaţiile curentului să nu treacă peste limita admisă de relaţia (15).

Vom examina pe un exemplu concret, felul în care depinde acceleraţia unui vehicul electric de numărul treptelor reostatului,.

Greutatea vagonului cu încărcătură medie este de 21 t. Vagonul este echipat cu 4 motoare de curent uniorar a cîte 100 A. Legarea motoarelor se arată în fig. 2 ; în prima fază a pornirii, serie, apoi serie paralel. Viteza uniorară este 38 km/h, forţa de tracţiune uniorară 1 500 kg (4 motoare la un loc). Caracteristica $F = f\ (v)$ este dată în fig. 5.

Luăm în considerare patru cazuri : 1) $k_y = 25\%$; 2) $k_y = 17\%$; 3) $k_y = 5{,}5\%$ şi 4) $k_y = 0$. Construcţiile grafice pentru determinarea rezistenţelor şi treptelor necesare pentru primele trei cazuri sînt date în fig. 3, 4 şi 5. Pentru cazul 4, curentul de pornire va fi curentul maxim de 200 A. Calculînd acceleraţiile

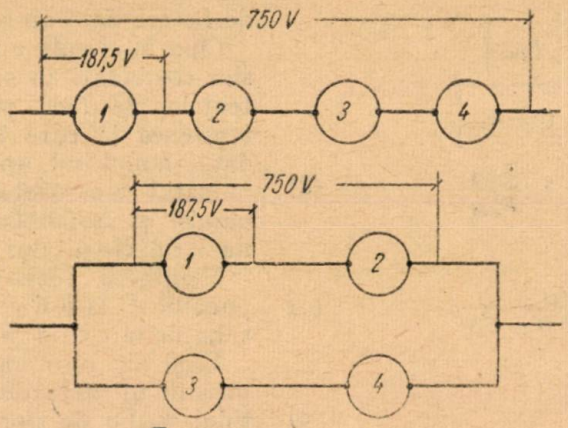


Fig. 2.

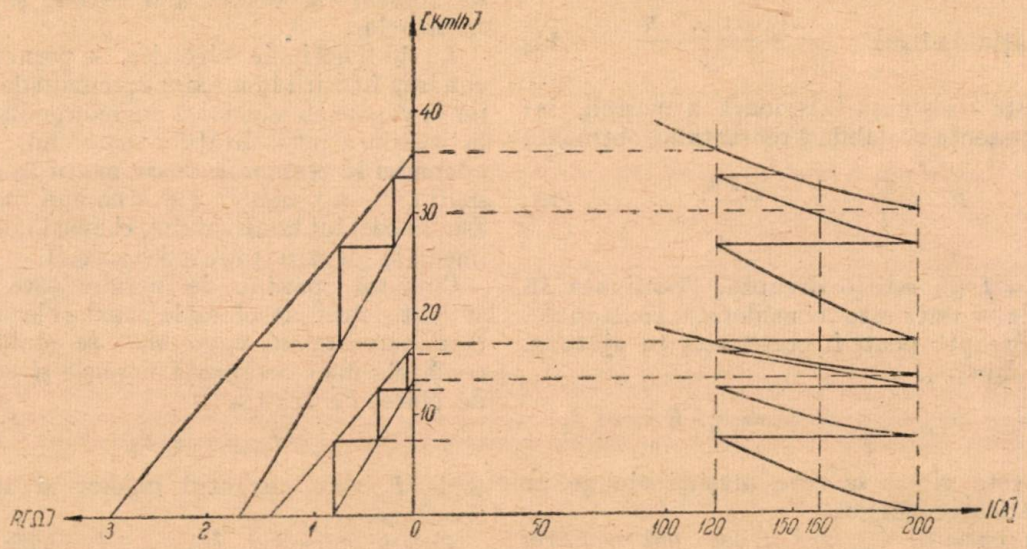


Fig. 3.

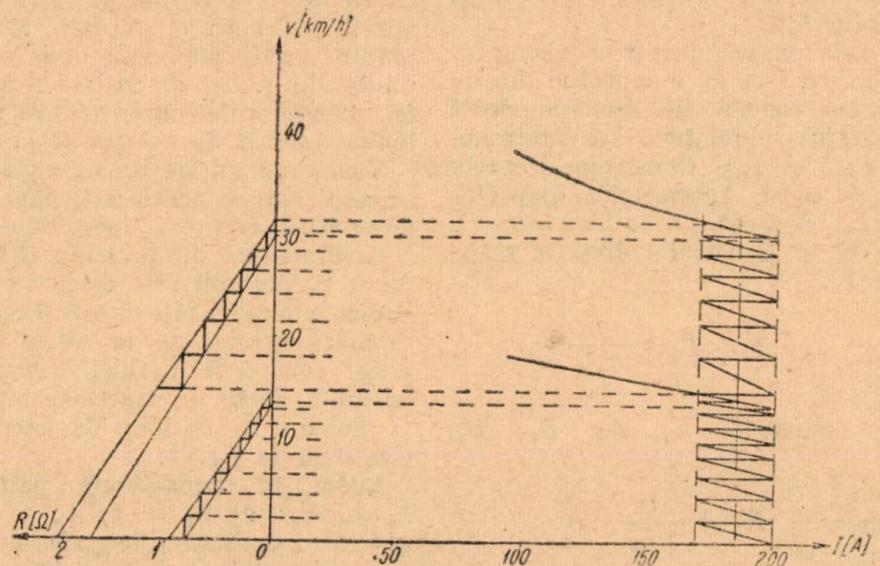


Fig. 4.

pe care le obţinem la curenţii de pornire 160 A, 185 A, 190 A şi 200 A şi cunoscînd din fig. 3, 4 şi 5 numărul de trepte reostatice

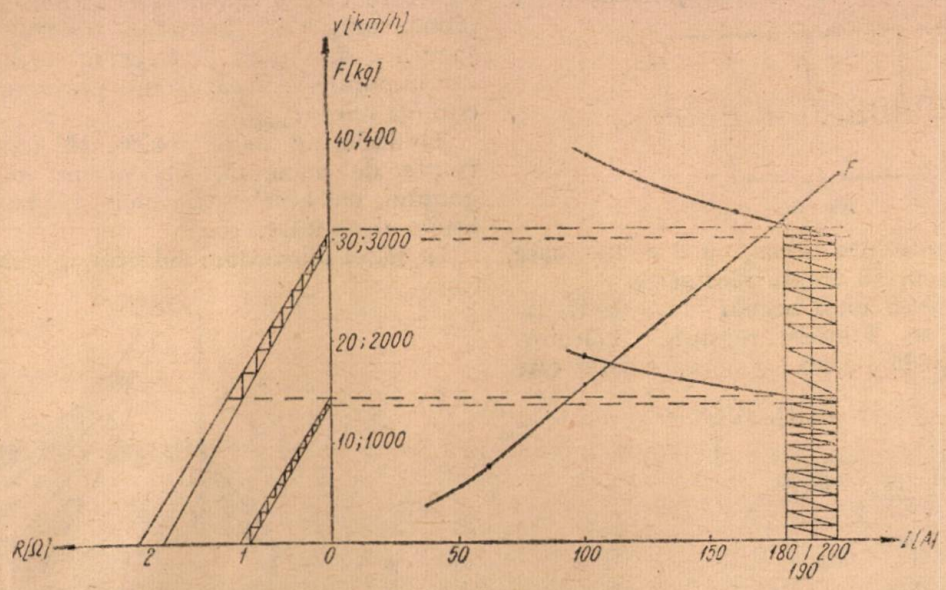


Fig. 5

necesare, construim curba $a = f(R)$ din fig. 6. Această curbă ne explică dece vagoanele construite cu un număr mic de trepte reostat ce nu dau în exploatare acceleraţiile proiectate

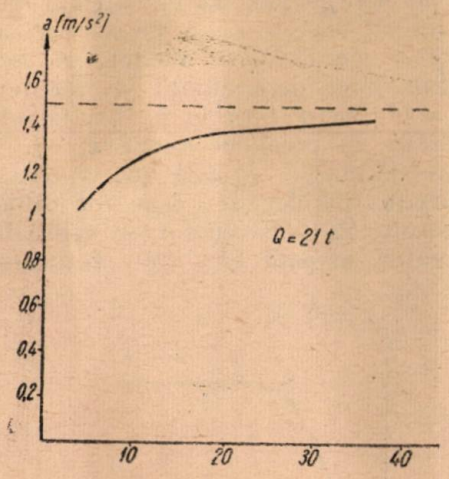


Fig. 6.

din condiţia folosirii la maximum a motorului electric.

Pentru a obţine un şir de trepte reostatice este nevoie de un număr oarecare de contactoare (în cazul comenzii indirecte) sau de un număr oarecare de lamele şi contacte pe controler (în cazul comenzii directe). In ambele cazuri, mărirea prea mare a numărului de trepte devine neeconomică, ea dînd un efect mic în ceea ce priveşte mărirea acceleraţiei. Pentru a obţine un număr infinit de trepte (practic 100 — 200), este necesar să se treacă la scheme principial noi. Una din aceste scheme va fi tratată mai jos. In cazul examinat de noi, pentru schemele folosite în ţara noastră, numărul de trepte cel mai nimerit este de aproximativ 16 — 18. In nici un caz nu poate fi luată în atenţie o variantă de 5 — 7 trepte, care micşorează simţitor posibilităţile vagonului electric. Aceasta cu atît mai mult, cu cît 16 — 18 trepte se pot obţine uşor cu 6 — 8 contactoare.

Metoda cea mai simplă dar şi cea mai puţin

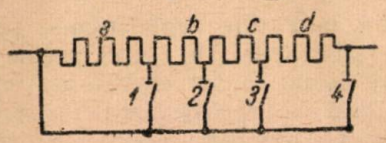


Fig. 7

raţională este aceea de şuntare consecutivă a rezistenţelor care se scot din circuit. In fig. 7 se dă o asemenea schemă. Prin închiderea pe rînd a contactoarelor *1*, *2*, *3* şi *4*, vom obţine următoarele trepte de reostat:

1) $a + b + c + d$; 2) $b + c + d$;
3) $c + d$; 4) d; 5) 0;

O schemă mult mai raţională este cea din fig. 8. Treptele care pot fi obţinute şi jocul de contactoare corespunzător sînt date în tabela 1.

Tabela 1

		1	2	3	4
1	$a + b + c + d$	—	—	—	—
2	$b + c + d$	●	—	—	—
3	$c + d$	●	●	—	—
4	d	—	—	●	—
5	$a \parallel (b + c) \parallel d$	—	—	●	●
6	$a \parallel c \parallel d$	—	●	●	●

— Contactorul deschis; ● contactorul închis.

Avînd la dispoziţie două reostate de tipul celui din fig. 8, putem să obţinem practic 20 — 22 trepte pentru legarea motoarelor după fig. 2 şi

trecerea de la o schemă la alta prin scurtcircuitare şi 16 — 18 trepte pentru legarea motoarelor după fig. 2 şi trecerea prin punte. De obicei, pentru vagoanele electrice se foloseşte schema cu

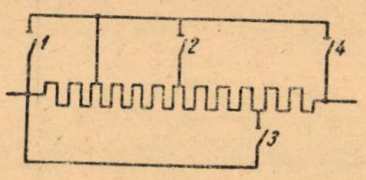


Fig. 8.

trecere prin punte. De aceea, cu 8 contactoare putem să obţinem 18 trepte reostatice.

Pentru obţinerea unui număr mare de trepte (50 —100 200) se folosesc reostatele colector. Schema principială a unui asemenea reostat este

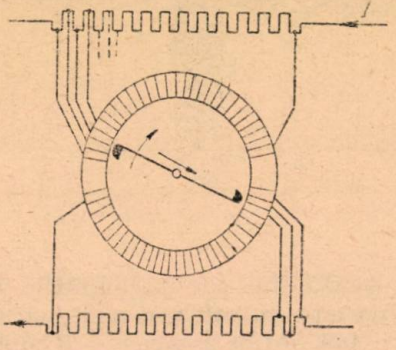


Fig. 9.

dată în fig. 9. Periile deplasîndu-se pe colector şuntează rezistenţele. De obicei, periile sînt puse în mişcare de un motor electric de viteză constantă. Dacă şi repartizarea rezistenţelor în lungul colectorului este făcută uniform, atunci la o deplasare cu o viteză constantă a periei obţinem o variaţie rectilinie a rezistenţei reostatului şi deci curentul este menţinut la o valoare constantă.

Numărul treptelor care se pot obţine este egal cu numărul lamelelor colectorului. Colectorul este un colector obişnuit de maşină electrică de curent continuu.

Reostatele colector se pretează foarte bine la automatizare. Schimbînd viteza motorului care pune în mişcare periile reostatului colector, se pot obţine cu uşurinţă diferite acceleraţii. Reostatul colector poate urmări regimul de mişcare al vehiculului electric, ţinînd întotdeauna pregătită rezistenţa necesară pentru treceri bruşte de la un regim la altul (de exemplu pornire-frînare reostatică).

Pînă acum am considerat că stabilirea curentului mediu de pornire se face în mod brusc. Aceasta ar duce însă la şocuri serioase, foarte neplăcute pentru călători şi de asemenea de nedorit pentru echipamentul electric şi mecanic al vagonului. De aceea, stabilirea curentului de pornire trebuie făcută în mod treptat, atunci cînd acceleraţiile de pornire sînt mari. In cazul schemelor reostatelor cu contactoare, problema creşterii treptate a curentului se rezolvă prin introducerea a 2 — 3 trepte reostatice de mare rezistenţă. In fig. 10 se arată cum decurge pornirea cu curentul I_{med1}. După cum se vede acest curent se stabileşte treptat. Caracteristica punctată este o aşa numită caracteristică complimentară. Ea foloseşte pentru micşorarea şocurilor de curent la trecerea de la „serie" la „serie-paralel", în cazul cînd pornirea se face cu curenţi mici (I_{med2}).

Treptele de mare rezistenţă folosesc şi ca trepte de manevră. Ele permit mişcarea vagonului cu acceleraţii mici şi viteze mici pe liniile de garare, etc.

In cazul reostatului colector, problema măririi

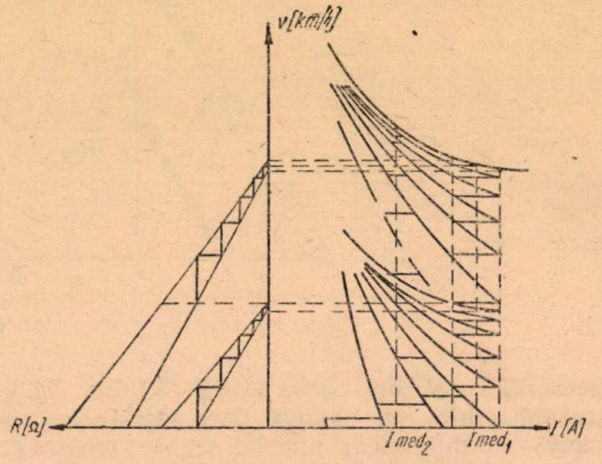


Fig. 10.

lente a acceleraţiei pînă la valoarea ei stabilită, capătă un alt aspect. La o viteză oarecare de deplasare a periilor, va trebui să avem o repartizare bine determinată a rezistenţelor, pentru a obţine o variaţie dată a accelerării. Vom stabili în prealabil curba $a = f(t)$, iar pe baza ei, curba $R = f(t)$, presupunînd că deplasarea periilor se face totdeauna cu viteză constantă (după cum vom vedea într-un articol viitor, aceasta are loc totdeauna în

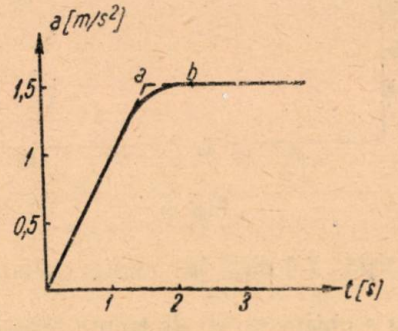


Fig. 11,

prima fază a pornirii).

Dacă acceleraţia de pornire este stabilită la 1,5 m/s² de exemplu, pornirea se va face într-un mod mulţumitor, pentru pasageri, dacă acceleraţia va creşte lent de la o la 1,5 m/s², adică dacă $\frac{d^2 v}{dt^2} = \text{const.}$ Alegem $\frac{d^2 v}{dt^2} = 0{,}75$ m/s³. Atunci funcţia $a = f(t)$ va avea forma diagramei punctate din fig. 11.

Pentru a evita însă şocul în punctul a (schimbare bruscă), pe măsură ce ne vom apropia de $a = 1{,}5$ m/s², va trebui să micşorăm valoarea $\frac{d^2 v}{dt^2}$. Ca rezultat obţinem curba trasată plin în fig. 11.

Construim acum curba $F = f(a)$, unde F este forţa de tracţiune. Această funcţie, cu destul de mare exactitate, poate fi considerată liniară. Pe baza caracteristicilor electromagnetice ale motorului, construim şi funcţia $F = f(I)$ (fig. 12 şi 13).

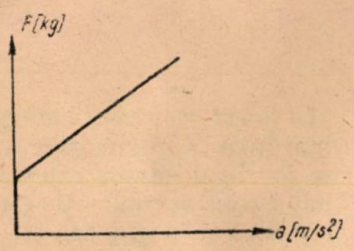


Fig 12

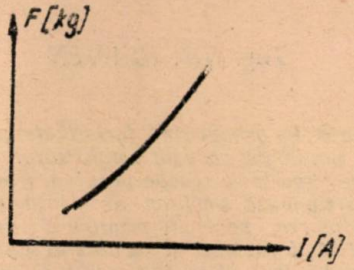
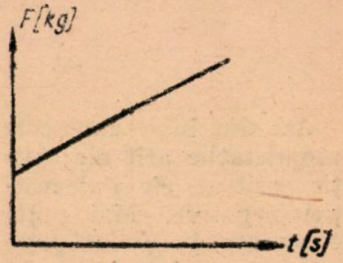


Fig. 13



Fiz. 14

Eliminînd din diagramele din fig. 11 şi 12 acccelerаţia, obţinem curba $F = f(t)$ (fig. 14). Eliminînd din diagramele din fig. 13 şi 14 forţa de tracţiune, obţinem diagrama $I = f(t)$ din fig. 15.

Eliminînd curentul din diagrama din fig. 15 şi relaţia

$$I = \frac{U - cv\Phi}{R} \qquad (16)$$

obţinem funcţia $R = f(t)$.

In relaţia (16), viteza v este necunoscută. Ea se determină uşor din relaţia de bază a mişcării :

$$F = M\frac{dv}{dt} \qquad (17)$$

de unde

$$dv = \frac{F}{M}dt$$

sau trecînd la mărimi finite însă foarte mici.,

$$v_2 - v_1 = \frac{F_{med}}{M}\Delta t$$

sau

$$v_2 = v_1 + \frac{F_{med}}{M}\Delta t. \qquad (18)$$

Acum se construieşte uşor curba $R = f(t)$, care va avea forma celei din fig. 16.

Cunoscînd această curbă, putem determina repartizarea rezistenţelor în lungul colectorului. Construcţia se dă în fig. 16.

Presupunem că viteza periei este de 10 lamele/s. Peria se deplasează de la stînga la dreapta. In punctul a (fig.11) rezistenţa reostatului trebuie să fie 1,5 Ω. In momentul $t = 1{,}4$ s, rezistenţa este 1,6 Ω. Deci, rezistenţa segmentului *15* va trebui să fie de 1,6-,15 Ω. La $t = 1{,}3$ s, $R = 1{,}75$ Ω. Deci, rezistenţa segmentului 14 va trebui să fie de $1{,}75 - 1{,}6 = 0{,}15$ Ω şi aşa mai departe. Obţinem astfel o curbă în trepte, care se va

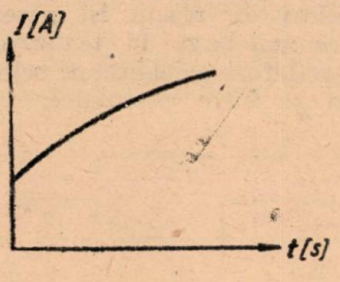
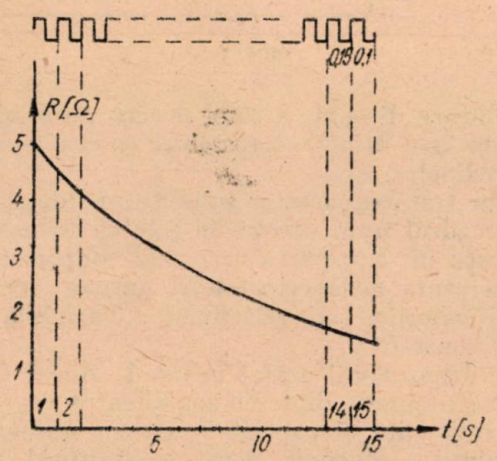


Fig. 15



Fig, 16.

apropia cu atît mai mult de curba $R = f(t)$, cu cît lamelele vor fi mai numeroase.

★

РАСЧЕТ ПУСКА И ВЛИЯНИЕ ЧИСЛА РЕОСТАТНЫХ СТУПЕНЕЙ НА УСКОРЕНИЕ ЭЛЕКТРОПОЕЗДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Резюме

Излагается графический метод расчета пуска электропоезда оборудованного двигателями постоянного тока и исследуется влияние числа реостатных ступеней на ускорение которое можно получить от двигателя Дается графический метод определения сопротивлений для плавного возрастания ускорения при пуске.

AMPLIFICATOR CU SELECTIVITATE VARIABILĂ ŞI AMPLIFICARE CONSTANTĂ

Ing. GH. IOANIN

Se arată în primul rînd factorii de care depinde amplificarea unui amplificator prevăzut cu circuite de reacţie pozitivă şi negativă care acţionează simultan. Se arată apoi că amplificarea poate fi menţinută constantă atunci cînd factorul de calitate al amplificatorului variază şi se dau condiţiile de realizare. Se arată apoi o metodă de calcul pentru proiectarea acestui tip de amplificator.

Azi sînt bine cunoscute proprietăţile atît ale reacţiei pozitive, cît şi ale reacţiei negative. Mai puţin cunoscute, dar nu mai puţin interesante sînt efectele ce rezultă din aplicarea simultană a celor două feluri de reacţii asupra unui circuit sau etaj. Astfel, aplicarea simultană a ambelor feluri de reacţii îşi găseşte aplicare din ce în ce mai largă în realizarea unor noi tipuri de oscilatori amplificatori selectivi, denumiţi uneori şi filtre electronice, receptori cu

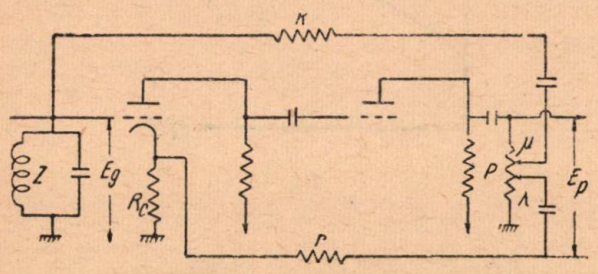


Fig. 1

amplificare directă, a căror selectivitate şi stabilitate este direct comparabilă cu cea a superheterodinelor, etc.

Cum tratarea acestor subiecte ar depăşi cu mult cadrul unui articol, în cele ce urmează se va trata un caz particular, mai puţin tratat în literatura de specialitate şi anume acela al amplificatorilor cu selectivitate variabilă sub cîştig constant.

Fie dispozitivul arătat în fig. 1. Acest dispozitiv se compune dintr-un amplificator cu cuplaj prin rezistenţă şi capacitate, cu un număr par de tuburi — obişnuit două—cu cîştigul independent, cu frecvenţa în gama de frecvenţe considerată, prevăzut pe de o parte cu o reacţie pozitivă selectivă, formată din circuitul R şi Z şi pe de altă parte, cu o reacţie negativă independentă de frecvenţă, formată din circuitul r şi R_g. În diverse articole de specialitate s-a arătat că dispozitivul menţionat este capabil de a avea un factor de selectivitate global foarte ridicat, în cazul în care cursorul se află la capătul său cald. În cele ce urmează vom căuta condiţiile necesare obţinerii unei selectivităţi proporţionale cu poziţia potenţiometrului P sub un cîştig constant.

In acest scop vom enunţa mai întîi aproximaţiile ce se fac în decursul calculului. Prima aproximaţie este aceea că se neglijează efectul reacţiei negative de curent datorită rezistenţei de catodă. Această rezistenţă totală de catodă pe care o vom nota cu r_e este formată, după cum se vede din fig. 1, din rezistenţa R_e care este legată în paralel cu rezistenţa $r + \lambda P$. Rezultă că reacţia negativă de curent este variabilă, întrucît depinde de parametrul variabil λ. Totuşi, dacă valoarea lui P este mică în raport cu valoarea lui r, efectul parametrului λ asupra reacţiei negative de curent este neglijabil. În acest caz, reacţia negativă de curent este considerată ca o constantă care se înglobează în factorul de amplificare A_0 al amplificatorului.

Vom arăta totuşi la sfîrşitul articolului şi modalitatea prin care putem corecta acest termen.

In al doilea rînd, facem presupunerea că amplificatorul are un decalaj de fază nul, între intrare şi ieşire, în toată gama de frecvenţă în care va fi chemat să lucreze. Practic, acest lucru înseamnă că aplicarea dispozitivului într-o bandă largă de frecvenţă este limitată de frecvenţa superioară de la care decalajul de fază devine important şi care, după cum se ştie, este în relaţie inversă cu cîştigul cerut amplificatorului. Astfel se pot realiza relativ uşor amplificatori cu decalaj de fază suficient de mic pînă la o frecvenţă de 500 kc, mai ales dacă utilizăm tuburi cu pantă mare.

În cazul în care se realizează dispozitivul de selectivitate variabilă în jurul unei frecvenţe fixe, dinainte stabilită f_0, atunci valoarea lui f_0 poate fi mult mai mare, întrucît decalajul de fază în jurul lui f_0 poate fi corectat cu ajutorul unui cuadripol corector de fază.

Cu această ocazie se menţionează că frecvenţa inferioară pentru care dispozitivul poate fi aplicat este determinată de posibilitatea practică de realizare a circuitului antirezonant Z şi care se situează între 500 şi 1000 Hz. Pentru frecvenţe mai mici se utilizează în locul circuitelor LC, circuite speciale de tipul RC.

Să vedem mai întîi care este efectul reacţiei negative de tensiune. Relaţia dintre tensiunea

aplicată şi cea de la ieşirea amplificatorului este în acest caz

$$(E_g - \lambda\beta E_p)\, A_0 = E_p$$

deci

$$\left(1 - \lambda\beta \frac{E_p}{E_g}\right) A_0 = \frac{E_p}{E_g}$$

unde

E_g este tensiunea aplicată pe grilă;
E_p — tensiunea la ieşirea din amplificator;
$\lambda\beta E_p$ — tensiunea de reacţie negativă;
A_0 — coeficient de amplificare fără circuitele de reacţie;
λ — coeficient de poziţie al cursorului potenţiometrului pentru reacţia negativă;
μ — coeficient de poziţie al cursorului potenţiometrului pentru reacţia pozitivă;
$\beta = \frac{r_0}{r_0 + r}$ cu $r_g = \frac{R_0(r+\lambda P)}{R_0 + r + \lambda P}$.

Cum $\frac{E_p}{E_g} = A$ cîştigul amplificatorului cu reacţie negativă, deducem:

$$A = \frac{A_0}{1 + \lambda\beta A_0}.$$

Să considerăm acum efectul reacţiei pozitive. Schema echivalentă a circuitului este arătată n fig. 2.

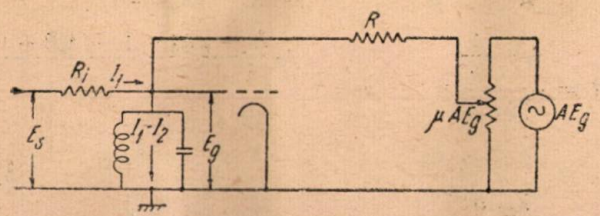


Fig. 2

Scriind relaţiile dintre curenţi şi tensiuni, obţinem:

$$I_1 = \frac{E_s - E_g}{R_i}$$

$$I_2 = \frac{E_g - \mu A E_g}{R}$$

$$I_1 - I_2 = \frac{E_g}{Z}$$

unde

Z este impedanţa circuitului rezonant;
E_s — tensiunea sursei în gol;
R_i — rezistenţa internă a sursei;
A_0 — cîştigul amplificatorului fără reacţie;
AE_g — tensiunea la ieşirea din amplificator;
μAE_g — tensiunea utilizată pentru reacţie.

Eliminînd curenţii între relaţiile de mai sus, obţinem:

$$\frac{E_s - E_g}{R_i} - \frac{E_g - \mu A E_g}{R} = \frac{E_g}{Z}$$

deci:

$$\frac{E_s}{E_g A} = \frac{RR_i + Z\alpha}{A\,RZ} = \frac{1}{A_1}$$

unde:

$$\alpha = R + R_i\,(1 - \mu\, A).$$

Am obţinut astfel coeficientul de amplificare al dispozitivului cu reacţie pozitivă. Introducînd în această formulă relaţia care ne dă pe A obţinem:

$$A_1 = \frac{A_0}{\frac{R_i}{Z} + \frac{R_i}{R} + 1 - \left[\mu \frac{R_i}{R} - \lambda\beta\left(\frac{R_i}{Z} + \frac{R_i}{R} + 1\right)\right] A_0}$$

Pentru ca A_1 să fie independent de λ şi μ trebuie să avem:

$$\mu \frac{R_i}{R} - \lambda\beta\left(\frac{R_i}{Z} + \frac{R_i}{R} + 1\right) = k_1$$

k_1 fiind o constantă pozitivă.

Vom putea încă scrie

$$\frac{A_1}{A_0} = k = \frac{1}{\frac{R_i}{R} + \frac{R_i}{Z} + 1 - k_1 A_0}$$

deci

$$k_1 = \frac{k\left(\frac{R_i}{R} + \frac{R_i}{Z} + 1\right) - 1}{kA_0}.$$

Determinarea factorului de calitate Q'.

Am găsit că

$$A_1 = \frac{A\,RZ}{RR_i + Z\alpha}$$

cum

$$Z = \frac{\omega_0 LQ}{1 + 2j\frac{\Delta\omega}{\omega_0} Q} = \frac{p}{1 + jx}$$

unde

$$p = \omega_0\, LQ = Z_{(\Delta\omega = 0)} \quad \text{şi} \quad x = \frac{Q^{*)}}{Q'}$$

Introducînd valoarea lui Z în formula lui A_1 obţinem:

$$A_1 = \frac{AR\frac{p}{1 + jx}}{RR_i + \frac{p\alpha}{1 + jx}} = \frac{AR_p}{RR_i + \alpha p + jx\,RR_i}$$

$$A_1 = \frac{1}{\frac{RR_i + \alpha p}{AR_p} + j\frac{xR_i}{Ap}} = \frac{1}{\frac{1}{A_{1(\Delta\omega=0)}} + j\frac{xR_i}{Ap}}$$

$$|A_1| = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{A^2_{1(\Delta\omega=0)}} + \frac{x^2 R^2}{A^2 p^2}}}$$

$$A_1 = \frac{Ap A_{1(\Delta\omega=0)}}{\sqrt{A^2 p^2 + x^2 R_i^2 A^2_{1(\Delta\omega=0)}}}$$

*) Factorul de calitate se determină pentru ecartul de frecvenţă relativ ce produce o atenuare de 3 db.

Punînd $$A_1 = \frac{A_{1(\Delta\omega=0)}}{\sqrt{2}}$$

obţinem :

$$\frac{1}{x} = \frac{R_1 A_{1(\Delta\omega=0)}}{pA} = \frac{1}{1+\frac{p}{R_i}+\frac{p}{R}-\frac{p}{R}\mu A}$$

deci : $$Q' = \frac{Q}{1+\frac{p}{R_i}+\frac{p}{R}-\frac{p}{R}\mu A}.$$

Introducînd efectul reacţiei negative obţinem :

$$Q' = \frac{Q(1+\lambda\beta A_0)}{1+\frac{p}{R_i}+\frac{p}{R}-\left[\mu\frac{p}{R}-\lambda\beta\left(1+\frac{p}{R_i}+\frac{p}{R}\right)\right]A_0}$$

sau $$Q' = k\frac{R_i}{p}(1+\lambda\beta A_0)\,Q.$$

Se vede că în aceste condiţii dispozitivul posedă o selectivitate variabilă sub cîştig constant.

Variabilitatea selectivităţii se obţine cu ajutorul a doi potenţiometri, prin intermediul cărora menţinem constantă paranteza de la numitor.

Este interesant de studiat posibilitatea cuplării ambilor potenţiometri pe acelaşi ax.

Să considerăm relaţia

$$\mu\frac{R_i}{R}-\lambda\beta\left(\frac{R_i}{Z}+\frac{R_i}{R}+1\right)=k_1$$

care ne dă legătura dintre μ şi λ.

Soluţia parametrică a acestei ecuaţii este de forma

$$\mu = a\rho + c \quad \text{şi} \quad \lambda = b\rho$$

cărora le corespund fig. 3 şi 4.

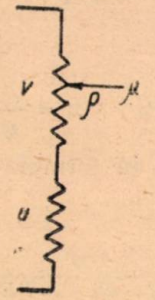


Fig. 3

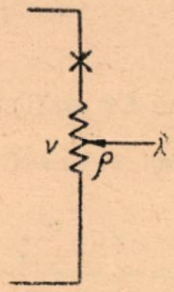


Fig. 4

Avem

$$\mu = \frac{\rho v}{v+u}+\frac{u}{v+u}$$

şi

$$\lambda = \rho,$$

Eliminînd pe ρ şi identificînd, obţinem :

$$\frac{R_i}{R}\,\frac{V}{v+u} = \beta\Delta$$

şi

$$\frac{R_i}{R}\,\frac{u}{v+u} = \frac{\Delta-\frac{1}{k}}{A_0} \quad \text{sau} \quad u = v\frac{\Delta-\frac{1}{k}}{\beta\Delta A_0}$$

unde $$\Delta = \frac{R_i}{R}+\frac{R_i}{p}+1.$$

Se vede din relaţiile obţinute că coeficientul de reacţie negativă este dependent de rezistenţa R care fixează valoarea reacţiei.

Proiectare

Pentru proiectarea unui amplificator selectiv vom utiliza caracteristica principală a acestui dispozitiv şi anume variabilitatea selectivităţii. In consecinţă, ne vom fixa selectivitatea maximă dorită, precum şi selectivitatea minimă Q_m. Se presupune de asemenea cunoscută amplificarea A_0 a amplificatorului iniţial care poate fi determinat printr-o măsurătoare directă, precum şi valorile lui R_i, p, Q şi v.

Se cere să se determine R, β, şi u.

Pentru aceasta vom determina mai întîi elementele necesare în funcţie de β, care la rîndu său se va determina din Q_m.

Avem :

$$\frac{v}{v+u}+\frac{u}{v+u}=1$$

deducem

$$R = \frac{R_i A_0}{\Delta(A_0\beta+1)-\frac{1}{k}} \tag{1}$$

$$\Delta = \frac{R_i}{R}+\frac{R_i+p}{p} \qquad \Delta = \frac{A_0\frac{R_i+p}{p}-\frac{1}{k}}{A_0-(A_0\beta+1)} \tag{2}$$

$$u = \frac{\Delta-\frac{1}{k}}{\beta\Delta A_0}v \qquad u = v\frac{A_0\frac{R_i+pA_0+1-(A_0\beta+1)}{p}\,\frac{1}{k}}{\beta A_0\left[A_0\frac{R_i+p}{p}-\frac{1}{k}\right]} \tag{3}$$

$$\lambda_M = 1 \qquad \lambda_m = 0.$$

Ţinînd seama că

$$Q_M = Qk\,(1+\lambda_M\beta A_0)\,\frac{R_i}{p} \tag{4}$$

şi

$$\frac{Q_m}{Q} = k\,\frac{R_i}{p} \tag{5}$$

deducem

$$\beta = \frac{\frac{Q_M}{Q_m}-1}{A_0} \tag{6}$$

$$R = p\,\frac{A_0\frac{Q_m}{Q}-\frac{Q_M}{Q}}{\frac{Q_M}{Q}\,\frac{R_i+p}{R_i}-1} \tag{7}$$

$$u = v\,\frac{A_0\frac{R_i+p}{R_i}-\frac{Q}{Q_m}(A_0+1)+\frac{QQ_M}{Q_m^2}}{\left(\frac{Q_M}{Q_m}-1\right)\left[A_0\frac{R_i+p}{R_i}-\frac{Q}{Q_m}\right]}. \tag{8}$$

Exemplu :

$v = 10^4\,\Omega$; $Q_M = 500$; $Q = 50$; $A_0 = 100$; $Q_m = 50$; $p = R_i = 10^5$.

Aplicînd formulele (6), (7) şi (8) obţinem :

$\beta = \frac{1}{11{,}1}$; $R = 421$ kΩ ; $u = 0{,}625$ $k\Omega$ k ; $=1$.

Pentru aceleaşi date dar pentru $Q_m = 100$

$\beta = \frac{1}{25}$; $R = 1 \times 10^6 \Omega$; $u = 1{,}84$ kΩ ; $k = 2$;

$Q_m = 150$;

$\beta = \frac{1}{43}$; $R = 1{,}526 \times 10^6 \Omega$; $u = 3{,}58$ kΩ ; $k = 3$;

$Q_m = 250$;

$\beta = \frac{1}{100}$; $R = 2{,}58 \times 10^6 \Omega$; $u = 9$ kΩ ; $k = 5$;

$Q_m = 500$;

$\beta = 0$; $R = 5 \times 10^6 \Omega$; $u = \infty$; $k = 10$.

Rezultă că lărgimea benzii reglabile e invers proporţională cu amplificarea.

Studiul cazului particular $\lambda = \mu$. Dacă $k_1 = 0$ şi $\lambda = \mu$ avem posibilitatea de a utiliza un singur potenţiometru pentru comanda selectivităţii. In acest caz, performanţele amplificatorului selectiv sînt cu mult reduse, toate fiind strict determinate de A_0. Astfel avem :

$$\frac{Q_M}{Q} \frac{p + R_i}{p} = 1 + (A_0 - 1)\ \beta - A_0\ \beta^2.$$

derivînd obţinem maximul lui Q_M pentru

$$\beta = \frac{A_0 - 1}{2 A_0}$$

restul se deduce uşor

$$\frac{Q_M}{Q} = \frac{(A_0 + 1)^2}{4 A_0} \frac{p}{p + R_i} ; \quad R = \frac{A_0 + 1}{A_0 - 1} \frac{R_i p}{p + R_i}$$

$$k = \frac{A_0 + 1}{2 A_0} \frac{p}{p + R_i} ; \quad \frac{Q_m}{Q} = \frac{A_0 + 1}{2 A_0} \frac{R_i}{p + R_i}$$

Anexă. S-a precizat la începutul articolului că influenţa parametrului λ asupra reacţiei negative de curent este neglijabilă. Astfel, în cazul cel mai nefavorabil din exemplele de calcul date şi anume în cazul $\beta = \frac{1}{11{,}1}$, se poate arăta prin calcul că variaţia lui r_c datorită variaţiei parametrului λ poate atinge abia 2%. Această variaţie dă naştere unei variaţii a factorului de amplificare A mai mică decît 1%. Pentru o mai bună orientare se dă tabela 1 din care reies variaţiile relative maxime ce apar în valorile lui r_c şi A_0, datorită deplasării parametrului λ de la 0 la 1 pentru $\beta = \frac{1}{10}$.

După cum se vede din tabela 1, variaţia factorului de amplificare $A°$ este foarte mică, chiar cînd se utilizează valori destul de mari pentru v.

Tabela 1

$\frac{v}{r_c}$	1	3	5	10	20	50	100
$\pm \frac{\Delta r_c}{r_c}$ %	0,5	1,26	1,82	2,7	3,58	4,43	9,6
$\pm \frac{\Delta A_0}{A_0}$ %	0,07	1,164	0,24	0,35	0,456	0,58	1,25

De altfel şi aceste variaţii pot fi compensate aproape total prin introducerea în punctul notat cu × din fig. 4 a unei mici rezistenţe de compensare, a cărei valoare se stabileşte experimental.

Concluzii

In prezentul articol s-a arătat posibilitatea obţinerii unei selectivităţi variabile sub cîştig constant. Trebuie menţionat faptul că în decursul tratării s-au făcut unele aproximaţii suficient de valabile în practică, din care cele mai importante sînt :

1. S-a neglijat influenţa variaţiei reacţiei negative de curent introdusă de parametrul λ în formula lui r_c. Valoarea acestei reacţii se poate considera constantă şi independentă de valoarea lui λ, dacă r este suficient de mare şi β suficient de mic. Acesta este tocmai cazul cînd pentru acelaşi Q_M, valoarea lui Q_m nu este prea mică.

2. S-a considerat că decalajul introdus de amplificatorul neprevăzut cu circuitele de reacţie pozitivă şi negativă este neglijabil, ceea ce practic se poate obţine pînă la o frecvenţă de circa 500 kc printr-o construcţie îngrijită şi prin întrebuinţarea tuburilor cu pantă mare.

Soluţia propusă are avantajul că asigură o constanţă a cîştigului superioară tuturor sistmelor existente şi permite o variaţie mult mai largă a selectivităţii.

Datorită însăşi principiului aplicat, coeficientul de calitate al ansamblului este mult superior coeficientului de calitate al circuitului component, ceea ce este imposibil de realizat de către celelalte sisteme.

Bibliografie

Aseev B. P. : Bazele radiotehnicei, Editura Tehnică, Bucureşti 1952

Ernesto Montu : Radiotehnica, Editura Ulrico Heepli, Milano, 1939.

Temel G. I. : Filtre de bandă cu reacţie combinată Culegere de lucrări ştiinţifice în comunicaţiile cu fir, Moscova.

Beatle I. R. şi *Conn G.K.T.* : Un amplificator simplu de joasă frecvenţă, Electronic Engineering, July 1953.

★

УСИЛИТЕЛЬ С ПЕРЕМЕННОЙ СЕЛЕКТИВНОСТЬЮ И ПОСТОЯННЫМ УСИЛЕНИЕМ

Резюме

В первую очередь указываются факторы от которых зависит усиление усилителя предусмотренного положительной и отрицательной обратной связью, действующей одновременно. Затем указывается что усиление может поддерживатся постоянным когда добротность усилителя варьирует и даются условия осуществления. Дается расчетный метод для проектирования усилителя этого типа.

TRANSFORMAREA FRECVENȚELOR LA CALCULUL FILTRELOR ELECTRICE

L. KOLLAR

Articolul cuprinde metoda de calcul a filtrelor electrice, care reduce calculul inițial la un singur tip, anume filtrul de joasă frecvență cu frecvența de graniță de 1 rad/s.

Din teoria filtrelor electrice este cunoscut că, după cerințele tehnice, în ceea ce privește banda de trecere, aceste filtre se împart în patru categorii: filtre de joasă frecvență, filtre de înaltă frecvență, filtre de trecere de bandă și filtre eliminatoare de bandă. De aceste condiții tehnice vor depinde elementele componente ale filtrului respectiv. La proiectarea filtrelor, printre alte valori, este dată rezistența terminală dorită și lărgimea benzii de trecere. Pentru ca la asemenea proiectări să nu se repete calculul de la început, pentru alte condiții tehnice este necesară generalizarea calculului filtrelor în așa fel, ca prin simple schimbări ale calculului inițial să se treacă la alte date tehnice cerute.

In primul rînd calculul filtrului terminat pe rezistențe de 1 Ω, poate fi folosit pentru orice alte sarcini terminale. In principiu, această metodă se poate aplica întotdeauna, însă în anumite cazuri se pot ivi probleme practice care cer o analiză specială. In al doilea rînd, vom arăta cîteva schimbări de variabilă, care duc la normarea frecvenței la cele mai multe tipuri de filtre electrice întîlnite în practică. Prima și cea mai simplă transformare reduce calculul filtrelor de joasă frecvență la calculul unui singur tip, anume cu frecvența de tăiere egală cu 1 radian/s. După aceea, cu ajutorul transformărilor mai complicate, se va putea trece de la filtre de joasă frecvență, la orice altă categorie de filtre.

Această metodă reduce cu mult calculele algebrice necesare pentru proiectarea diferitelor filtre. Trebuie însă remarcat, că nu întotdeauna această metodă rezolvă problema impedanțelor diferite, care cere introducerea transformatorului ideal.

Rezistența terminală unitară. Normarea rezistențelor terminale nu prezintă nici o greutate în caz că sînt egale de o parte și de alta a filtrului. Este clar că atenuarea pe imagini a filtrului nu se schimbă, dacă toate impedanțele, inclusiv rezistența sarcinii și rezistența interioară a generatorului, se înmulțesc cu aceiași mărime. De aceea filtrul calculat să lucreze la rezistența egală cu unitatea (1 Ω), de o parte și de alta, poate fi preschimbat pentru sarcini de R Ω, prin simpla înmulțire a tuturor rezistențelor și a inductanțelor cu R și împărțirea tuturor capacităților cu R.

Dacă terminațiile aplicate la filtru nu sînt egale, putem întrebuința această metodă, însă una din impedanțele proprii trebuie schimbată. Teoretic acest lucru se poate realiza simplu, cu ajutorul transformatorului ideal, dar în practică transformatorul ideal este numai un caz limită de care ne putem doar apropia. In multe cazuri practice transformatorul ideal se

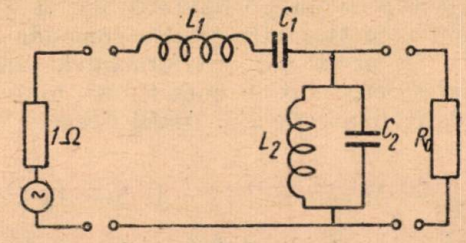


Fig.1. Filtru de bandă cu impedanțe diferite

poate combina cu alte elemente ale cuadripolului, adică se poate lua un cuadripol echivalent în așa fel, încît schimbarea respectivă a impedanței să cadă la locul cel mai potrivit.

Aceeași metodă se poate întrebuința și în cazul cînd cuadripolul inițial are impedanțe pe imagini diferite, iar terminațiile sînt egale. De exemplu filtrul de bandă din fig. 1 care are impedanțe diferite, ușor se poate transforma în filtrul echivalent din fig. 2, care are impedanțele

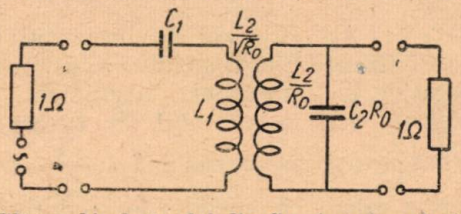


Fig.2. Filtru echivalent celui din fig. 1 cu impedanțe egale.

egale și introducerea transformatorului nu schimbă caracteristica de frecvență. Pentru realizarea practică trebuie să se satisfacă condiția:

$$\frac{L_1 L_2}{R_0} > \frac{L_2^2}{R_0} > L_2$$

Această condiție este satisfăcută în toate cazurile cînd banda de trecere este mai mare decît 1 radian/s, adică în toate cazurile practice.

La filtrele nesimetrice de joasă frecvență nu se poate elimina transformatorul ideal și de aceea caracteristica de frecvență nu va fi exact cea dorită căci caracteristicile tuturor transformatorilor, realizabili în practică, depind de frecvență.

Normarea frecvențelor. Rezolvarea acestei probleme reduce calculul majorității filtrelor electrice la calculul filtrelor de joasă frecvență cu banda de trecere de la zero la 1 radian/s. Din punct de vedere matematic aceasta constă în simplă schimbare de variabilă.

Atenuarea pe imagini $B(\omega)$ a unui cuadripol este proporțională cu logaritmul natural al funcției reale de $j\omega$ în felul următor:

$$B(\omega) = \ln[f(j\omega)].$$

Funcția $f(-j\omega)$ este conjugată funcției $f(j\omega)$ și putem scrie

$$B(\omega) = \ln[(f(j\omega)] = \ln[f(-j\omega)] = B(-\omega).$$

Cu alte cuvinte, atenuarea pe imagini este funcția pară a frecvenței.

Analizăm schimbarea de variabilă

$$\omega = p\omega', \qquad (1)$$

unde p este constantă pozitivă. Această. schimbare de variabilă este echivalentă cu schimbarea scării frecvențelor. In funcția $B(p\omega')$, variabila $p\omega'$ intră numai în combinațiile $Lp\omega'$, $Cp\omega'$, și $Mp\omega'$, unde L este inductanța, C — capacitatea și M — inductanța mutuală. De aceea, dacă ω', este o frecvență reală, atunci funcția $B(p\omega')$ reprezintă atenuarea pe imagini a cuadripolului obținut din cuadripolul inițial prin înmulțirea tuturor inductanțelor, capacităților și inductanțelor mutuale cu p. Dacă cuadripolul inițial este un filtru electric de joasă sau de înaltă frecvență, cu frecvența de tăiere de 1 radian/s cu ajutorul schimbării de variabilă (1), această frecvență se poate transforma în frecvență arbitrară ω_a, împărțind mărimea tuturor elementelor reactive cu ω_a.

Schimbarea de variabilă,

$$\omega = -\frac{p}{\omega'} \qquad (2)$$

este echivalentă cu mutarea punctului de origine al axelor de coordonate la infinit și schimbarea axei pozitive și negative între ele. Astfel, atenuare pe imagini a filtrului de joasă frecvență reprezentată grafic în fig. 3, se transformă în funcția reprezentată în fig. 4, care reprezintă atenuarea pe imagini a filtrului de înaltă frecvență.

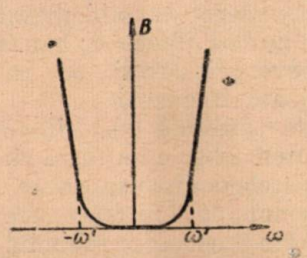


Fig. 3. Graficul pierderilor reflectate ale filtrului de joasă frecvență

Considerînd frecvența reală ω', schimbarea de variabilă (2) transformă toate reactanțele inductive ωL în reactanțe capacitive $-\frac{pL}{\omega'}$ și toate reactanțele capacitive $-\frac{1}{\omega c}$ în reactanțe inductive $\frac{\omega'}{pC}$. De aceea funcția $B\left(-\frac{p}{\omega'}\right)$ reprezintă atenuarea pe imagini a cuadripolului obținut din cuadripolul inițial, prin schimbarea tuturor capacităților C în inductanțe $L' = \frac{1}{pC}$ și a tuturor inductanțelor L în capacități $C' = \frac{1}{pL}$.

Dacă cuadripolul inițial conține inductanțe mutuale, atunci putem avea greutăți, practic

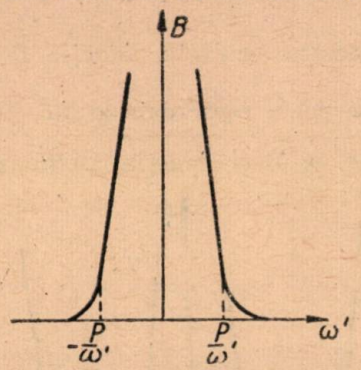


Fig. 4. Graficul pierderilor reflectate ale filtrului de înaltă frecvență.

neavînd capacități mutuale. Problema se poate rezolva cu ajutorul transformatorului ideal, după cum se vede în fig. 5.

Capacitatea mutuală a circuitului din fig. 5 este egală cu nC.

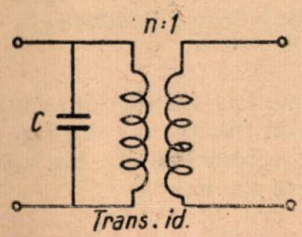


Fig. 5. Capacitate mutuală

Schimbarea de variabilă analizată mai sus, permite transformarea filtrelor de joasă frecvență în filtre de înaltă frecvență, sau invers, fără multe calcule algebrice. Intrebuințînd schimbările de variabilă (1) și (2), putem trece de la filtrul de joasă frecvență, cu frecvența de tăiere de 1 radian/s, la orice filtru de joasă sau înaltă frecvență, prin simpla schimbare a elementelor respective, independent de complexitatea schemei.

In sfîrșit, schimbarea de variabilă

$$\omega = p\omega_0\left(\frac{\omega'}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega'}\right), \qquad (3)$$

unde ω_0 și p sînt constante pozitive, face ca funcția pară ω să se transforme în funcția pară ω', avînd simetrie geometrică față de punctele $\omega' = \omega_0$ și $\omega' = -\omega_0$. Intr-adevăr, punctele ω_a și $-\omega_a$ se transformă în două perechi de puncte

$$\left.\begin{aligned} \omega_1' &= \frac{\omega_a}{2p} + \sqrt{\frac{\omega_a^2}{4p^2} + \omega_0^2} \\ \omega_2' &= \frac{\omega_a}{2p} - \sqrt{\frac{\omega_a^2}{4p^2} + \omega_0^2} \end{aligned}\right\}$$

$$\left.\begin{aligned} -\omega_1' &= -\frac{\omega_a}{2p} + \sqrt{\frac{\omega_a^2}{4p^2} + \omega_0^2} \\ -\omega_2' &= -\frac{\omega_a}{2p} - \sqrt{\frac{\omega_a^2}{4p^2} + \omega_0^2} \end{aligned}\right\}$$

Produsul fiecărei perechi de puncte va fi

$$\omega_1' \omega_2' = \omega_0^2$$

ceea ce arată simetria geometrică a punctelor. Diferența acestor perechi de puncte ne dă:

$$\Delta \omega' = \omega_1' - \omega_2' = \sqrt{2}\,\frac{\omega_a}{p}$$

Avînd aceste rezultate, funcția $B\left[p\omega_0\left(\frac{\omega'}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega'}\right)\right]$ se poate reprezenta grafic, după cum se vede în fig. 6. Deci funcția atenuării pe imagini B (ω) din fig. 3, pentru filtrele de joasă frecvență, se transformă în funcția ω' din fig. 6 care după cum se vede, reprezintă funcția atenuării filtrelor de trecere de bandă.

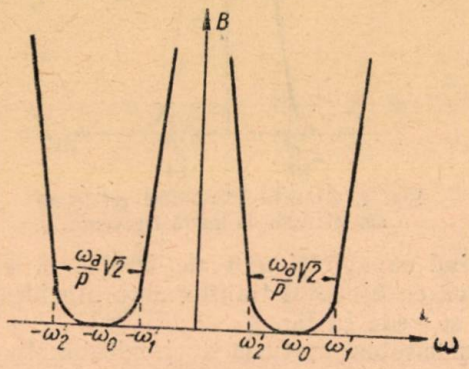


Fig. 6. Graficul pierderilor reflectate ale filtrului de trecere de bandă.

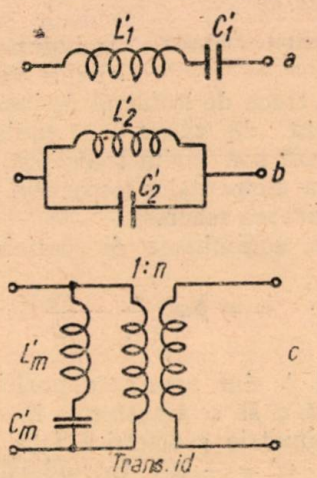


Fig. 7. Elemente de rezonanță.

Schimbarea de variabilă (3), transformă orice reactanță inductivă ωL_1 în reactanța

$$X_1 = p\,L_1\,\omega_0\left(\frac{\omega'}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega'}\right).$$

Această funcție exprimă reactanța circuitului serie din fig. 7 *a*, unde

$$L_1' = pL_1\,;\; C_1' = \frac{1}{L_1'\,\omega_0^2} = \frac{1}{pL_1\,\omega_0^2}\,.$$

În mod analog susceptanța capacitivă ωC_2 se va transforma în susceptanța:

$$\frac{1}{X_2} = p\,C_2\,\omega_0\left(\frac{\omega'}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega'}\right),$$

care este expresia susceptanței circuitului paralel din fig. 7 *b* și unde

$$C_2' = pC_2\,;\; L_2' = \frac{1}{C_2'\,\omega_0^2} = \frac{1}{pC_2\omega_0^2}\,.$$

In caz că schema conține inductanță mutuală ca și în cazurile precedente, este necesară introducerea transformatorului ideal, după cum se vede în fig. 7 *c* și unde

$$L_m' = M\,\frac{P}{n}\,;\; C_m' = \frac{1}{L_m'\,\omega_0^2} = \frac{n}{pM\,\omega_0^2}\,.$$

Aplicînd schimbarea de variabilă (3) la filtrul electric de joasă frecvență, cu frecvența de tăiere egală cu 1 radian/s, acesta se va transforma în filtru de trecere de bandă cu lărgimea benzii $\Delta\omega'$ egală cu $\frac{\sqrt{2}}{p}$. De aceea, filtrul de trecere de bandă cu frecvența medie ω_0, se poate obține din filtrul de joasă frecvență (pînă la 1 radian/s, prin schimbarea tuturor inductanțelor L_1 cu circuite serie conținînd elementele

$$L_1' = \frac{L_1}{\Delta\omega'}\sqrt{2}\,;\; C_1' = \frac{\Delta\omega'}{L_1\,\omega_0^2}\cdot\frac{1}{\sqrt{2}}\,;$$

a tuturor capacităților C_2 cu circuite paralel, avînd

$$C_2' = \frac{C_2}{\Delta\omega'}\sqrt{2}\,;\; L_2' = \frac{\Delta\omega'}{L_1\,\omega_0^2}\cdot\frac{1}{\sqrt{2}}$$

și prin schimbarea tuturor inductanțelor mutuale cu circuite ca în fig. 7 *c*, cu elementele

$$L_m' = \frac{M}{n\Delta\omega'}\sqrt{2}\,;\; C_m' = \frac{n\Delta\omega'}{M\,\omega_0^2}\cdot\frac{1}{\sqrt{2}}\,.$$

Trebuie să avem în vedere că schimbarea inversă nu este posibilă; numai filtrele de banda simetrice, în jurul frecvenței medii, se pot transforma în filtre de joasă frecvență.

Aplicînd schimbarea de variabilă (3) la filtrul de înaltă frecvență, putem obține un filtru eliminator de bandă. Elementele componente se calculează după aceleași formule ca și filtrele de trecere de bandă. Dacă aplicăm consecutiv schimbările de variabile (2) și (3), putem trece de la filtrul de joasă frecvență la filtrul eliminator de bandă. Ca și înainte transformarea inversă nu este întotdeauna posibilă.

Bibliografie

Kenan S. S: Teoria și calculul filtrelor pentru aparatura din telecomunicații, Moscova, 1950.

Zeliah E. V.: Metode de calcul a schemelor echivalente, Lucrările științifice ale L.E.I.S. Nr.16/1937.

Smirnov V.I.: Curs de matematică superioară, Gostehizdat, 1951.

CÎTEVA CONSIDERAŢII ASUPRA LEGII LUI OHM

Conf. G. MOISIL

În prezenta notă vom căuta să dăm o formulare cît mai generală a legii lui Ohm, trecînd în revistă diferitele aspecte pe care le îmbracă legea în diverse condiţii particulare.

În general, mediile care permit trecerea curentului electric de conducţie cu o uşurinţă mai mare sau mai mică, poartă numele de medii conductoare. Deplasarea corespunzătoare a sarcinilor poate fi caracterizată de exemplu printr-un vector, a cărui direcţie şi sens să corespundă cu direcţia şi sensul de deplasare al sarcinilor pozitive, mărimea acestui vector fiind proporţională cu sarcina ce se scurge în unitatea de timp prin unitatea de suprafaţă normală pe direcţia de scurgere. Vectorul astfel definit este numit vectorul densitate de curent de conducţie i.

Deplasarea sarcinilor este dirijată de cîmpul electric E. Experimental se constată că în toate cazurile există în fiecare punct între E şi i o legătură de forma :

$$E = f(i). \tag{1}$$

Forma funcţiunii f este foarte variată, depinzînd de natura, textura şi excitaţia mediului străbătut de sarcinile electrice. Ea are o formă remarcabil de simplă, bunăoară în cazul unui conductor metalic ; în schimb, dacă este vorba de un gaz ionizat străbătut de un curent, forma acestei funcţiuni devine mai complicată.

Pentru un număr mare de medii continui între cîmpul electric şi densitatea de curent există o legătură liniară. În aceste cazuri mărimea $\rho\,(x, y, z)$ din relaţia :

$$E = \rho\,(x, y, z) \cdot i \tag{2}$$

este independentă de densitatea de curent, fiind exclusiv o funcţiune de poziţie şi de parametrii, care definesc starea mediului (temperatură, structură cristalină, concentraţie, tensiuni exterioare, etc.).

Se obişnuieşte să se spună că astfel de medii ascultă de legea lui Ohm, care capătă următoarea formă :

Între cîmpul electric şi densitatea de curent există o legătură liniară.

Mărimea $\rho\,(x, y, z)$ se numeşte rezistivitatea mediului în punctul (x, y, z) şi, în cazul general al mediilor anisotrope, este un tensor simetric de forma :

$$\rho = \begin{Vmatrix} \rho_{xx} & \rho_{xy} & \rho_{xz} \\ \rho_{yx} & \rho_{yy} & \rho_{yz} \\ \rho_{zx} & \rho_{zy} & \rho_{zz} \end{Vmatrix}$$

În mediile isotrope tensorul ρ degenerează într-un scalar, ecuaţia (1) căpătînd forma :

$$E = \rho i. \tag{3}$$

Dacă mediul este excitat, trebuie să se ţină seama şi de cîmpul imprimat E_a. Relaţia (3) devine :

$$(E + E_a) = \rho i. \tag{3'}$$

Această relaţie este cunoscută sub denumirea de forma locală a legii lui Ohm şi este valabilă atît pentru cîmpurile electrice potenţiale, cît şi pentru cele rotaţionale.

Să considerăm un conductor omogen, liniar şi isotrop, de o formă oarecare, în care curentul pătrunde printr-o suprafaţă S_1 şi iese printr-o suprafaţă S_2. Datorită caracterului solenoidal al vectorului densitate de curent continuu, fluxul său este conservativ :

$$I = \iint_{S_1} i_1 \, \mathrm{d}\,\sigma_1 = - \iint_{S_2} i_2 \mathrm{d}\,\sigma_2.$$

Integrala de linie a vectorului cîmp electric staţionar :

$$U = \int_1^2 E.\mathrm{d}s$$

reprezintă tensiunea dintre suprafeţele S_1 şi S_2 presupuse fiecare echipotenţială. Liniaritatea mediului conduce la constanţa raportului :

$$R = \frac{\int E \, \mathrm{d}s}{\iint\limits_{S_1} i \mathrm{d}\sigma} = \frac{U}{I} \tag{4}$$

Relaţia (4) este forma cea mai larg răspîndită a legii lui Ohm. Mărimea R, numită şi rezistenţa conductorului, nu este definită decît atît timp cît se specifică suprafeţele S_1 şi S_2, de intrare şi ieşire a curentului electric. În cazul cînd pe secţiunile S_1 şi S_2 există variaţii de potenţial, foarte posibile de altfel în cazul conductoarelor reale, noţiunea de rezistenţă trebuie supusă unei analize mai adînci.

O metodă practică, folosită des de electrotehnicieni, constă în a prelungi diferitele ansamble de medii ce constituie un aparat electric prin două fire conductoare, a căror secţiune determină astfel fără ambiguitate suprafeţele de intrare şi ieşire a curentului. Astfel de aparate constituie aşa numiţii dipoli. În mod convenţional rezistenţa unui dipol de alcătuire oarecare este dată de raportul dintre diferenţa de potenţial dintre capetele acestor fire şi curentul ce străbate secţiunea firelor.

Dacă curentul nu are caracter staţionar, ci intensitatea lui variază în funcţie de timp, legea lui Ohm, mai precis generalizarea legii lui Ohm, capătă o formă mai complexă.

În cazul unei tensiuni care variază sinusoidal în funcţie de timp :

$$u = Ue^{j\varphi(t)}$$

curentul ce străbate un dipol liniar este de asemenea o mărime complexă :

$$i = Ie^{j\psi(t)}$$

Raportul u/i, care, în acest caz poartă numele de impedanţă, va fi şi el o mărime complexă :

$$z = \frac{u}{i} = Ze^{j\theta}. \tag{5}$$

Argumentele φ şi ψ sînt funcţiuni de pulsaţia ω şi de timp. În general, Z este o funcţie de pulsaţie şi de mărimea coeficienţilor de disipaţie, de inerţie sau de elastanţă, care caracterizează dipolul.

Dacă asupra unui conductor masiv, liniar, isotrop, eterogen şi în care forţele electromotoare de contact sînt neglijabile, acţionează m surse staţionare punctuale $I_1, I_2 \ldots I_j \ldots I_n$, potenţialul V_i creat de aceste surse într-un sistem oarecare de m puncte $M_1\,(x_1, y_1, z_1)\ M_2(x_2, y_2, z_2) \ldots M_i\,(x_i, y_i, z_i) \ldots \ldots M_m(x_m, y_m, z_m)$, este o funcţie liniară de intensitatea surselor :

$$V_i = \sum_{j=1}^{n} P_{ij} I_j$$

coeficienţii

$$P_{ij} = \frac{\partial V_i}{\partial I_j}$$

sînt funcţiuni de poziţie şi independenţi de intensitatea surselor I_j.

Considerînd un al doilea sistem de m puncte $M'_1\ (x'_1, y'_1, z'_1) \ldots M'_i\ (x'_i, y'_i, z'_i) \ldots M'_m\ (x'_m, y'_m, z'_m)$ evident că şi în aceste puncte potenţialul V'_i va fi de asemenea o funcţie liniară de intensitatea surselor:

$$V'_i = \sum_{j=1}^{n} P'_{ij} I_j,$$

Tensiunile U_i, dintre punctele M_i şi M'_i vor fi de forma:

$$U_i = V_i - V'_i$$

sau:

$$U_i = \sum_{j=1}^{n} (P_{ij} - P'_{ij})\ I_j.$$

Notînd:

$$r_{ij} = P_{ij} - P'_{ij}$$

căpătăm:

$$U_i = \sum_{j=1}^{n} r_{ij} I_j.$$

Considerînd matricele:

$$\| U_i \| = \begin{Vmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ U_i \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ U_m \end{Vmatrix} \qquad \| I_j \| = \begin{Vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ I_j \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ I_n \end{Vmatrix} \qquad \text{şi}$$

$$\| r_{ij} \| = \begin{Vmatrix} r_{11} & r_{12} \ldots . r_{1j} \ldots . r_{1n} \\ r_{21} & r_{22} \ldots . r_{2j} \ldots . r_{2n} \\ \vdots \\ r_{i1} & r_{i2} \ldots . r_{ij} \ldots . r_{in} \\ \vdots \\ r_{m1} & r_{m2} \ldots . r_{mj} \ldots . r_{mn} \end{Vmatrix}$$

se obţine:

$$\| U_i \| = \| r_{ij} \| \cdot \| I_j \|. \qquad (6)$$

Relaţia (6) reprezintă generalizarea legii lui Ohm, pentru medii eterogene, asupra cărora acţionează un sistem de surse staţionare punctuale.

Această formă a legii lui Ohm este interesantă în studiul dispersiei curentului în medii conductoare eterogene, cum ar fi de exemplu solul.

Presupunînd că cele n surse nu sînt staţionare, ci curentul variază sinusoidal în funcţie de timp:

$$i_j = I_j e^{j\psi_j\ (t)}$$

în care $\psi(t)$ sînt funcţii de pulsaţia ω_j şi de timp, tensiunile u_i vor fi şi ele funcţiuni complexe:

$$u_i = \sum_{j=1}^{n} z_j i_j.$$

Rezultă că şi:

$$z_j = \frac{\partial u_i}{\partial i_j}$$

sînt mărimi complexe, funcţiuni de pulsaţiile ω_j şi de coeficienţii de disipaţie, inerţie şi elastanţă ai sistemului.

Generalizarea legii lui Ohm capătă forma complexă:

$$\| u_i \| = \| z_j \| \cdot \| i_j \|. \qquad (7)$$

Relaţia (7) ar putea fi utilă pentru studiul fenomenelor de diafonie între circuitele de telecomunicaţii, sau studiul fenomenelor de inducţie produse de o linie de energie asupra liniilor de telecomunicaţii.

*

Fiecare din relaţiile (2), (3), (4), (5), (6) şi (7) reprezintă legea lui Ohm, sau generalizările ei. pentru probleme mai largi sau mai limitate. Enunţarea, în forma cea mai generală, a legii lui Ohm, trebuie să poată îmbrăca oricare din aspectele ei.

O formulare în acest sens va fi următoarea:

Există numeroase medii caracterizate prin proprietatea că legătura dintre integrala de linie a cîmpului electric luată între diferite puncte ale mediului şi intensitatea curenţilor determinaţi de acest cîmp prin diferite secţiuni ale mediului, este în primă aproximaţie o legătură liniară.

Analiza întreprinsă în această notă arată că pentru a păstra generalitatea legii lui Ohm într-un număr cît mai mare de probleme, enunţurile de tipul celui de mai sus sînt singurele care pot satisface simultan toate aspectele problemei.

Chiar şi sub această formă, legea lui Ohm rămîne inaplicabilă pentru toate problemele mediilor neliniare, aşa dar ea nu reprezintă o lege generală, aplicabilă în toate fenomenele electrodinamicii, dar constituie, cu toate acestea, una din remarcile cele mai preţioase în rezolvarea unui mare număr de probleme teoretice sau de aplicaţie.

TERMINOLOGIA ELECTROTEHNICII TEORETICE *)

(Electricestvo, Nr. 1, 9, 10/1953)

A. P. SUKACEV
Cand. în ştiinţe tehnice doc.
Inst. Politehnic „Lenin"—Harcov

Proiectul de terminologie, propus de Comitetul pentru terminologia tehnică al Academiei de Ştiinţe al U.R.S.S., reprezintă un însemnat pas înainte în direcţia unificării terminologiei electrotehnicii teoretice şi a definiţiilor noţiunilor referitoare la domeniul fenomenelor electromagnetice şi al circuitelor electrice şi magnetice. O lucrare analoagă a fost efectuată şi la Institutul Electrotehnic din Harkov şi, începînd din anul 1950, la Institutul Politehnic „Lenin" din Harkov.

Proiectul de terminologie, propus de Comisia Ştiinţifică a Comitetului pentru terminologia tehnică al Academiei de Ştiinţe al U.R.S.S. conţine o serie de lipsuri serioase. Definiţiile unor serii de termeni nu sînt suficient de precise şi de clare, iar unele definiţii nici nu pot fi considerate ca atare, deoarece ele nu explică nimic. Definiţiile diferiţilor termeni nu sînt construite în mod unitar din punct de vedere al formei. Observaţii detaliate în această privinţă au fost trimise direct Comitetului. Aici ne vom opri numai asupra cîtorva definiţii, conţinute în proiectul de terminologie, propus în Nr. 1 al revistei**).

Termenul Nr. 2 „Electricitate". Definiţia propriu-zisă, luată fără observaţii, nu pune de loc în evidenţă specificul noţiunii exprimate în acest termen şi a legăturilor sale cu alte noţiuni, care exprimă alte proprietăţi ale materiei. Observaţia care pune în evidenţă legătura proprietăţii date a materiei cu altele, trebuie dată nu ca o observaţie, ci trebuie să intre în însăşi definiţia termenului. Totuşi, în forma în care ea este formulată, ea poate face să se creadă că forţele de interacţiune dintre particulele încărcate constituie unica formă de manifestare a electricităţii. Observaţia 2 poate conduce la legiferarea utilizării unuia şi aceluiaş termen în sensuri diferite, lucru care trebuie evitat şi care nu este de loc necesar.

Se propune următoarea definiţie: Electricitatea este o proprietate a materiei (o formă specială de mişcare a materiei), care există în două forme, denumite electricitate pozitivă şi electricitate negativă şi care se manifestă în particulele elementare de materie (electricitatea pozitivă — în protoni şi pozitroni, cea negativă — în electroni).

Electricitatea se manifestă într-o serie de fenomene, denumite fenomene electromagnetice; în particular, electricitatea se manifestă în faptul, că între particulele electrice au loc forţe de interacţiune: între particule de acelaş semn forţe de repulsie, între particule de semne diferite — forţe de atracţie.

Termenul Nr. 3, „Sarcină electrică". Definiţia dată în proiect nu explică nimic. Observaţia este nepotrivită, deoarece poate conduce la a crede că mărimea fizică „sarcina electrică" se poate defini numai prin mărimi mecanice: forţe, distanţe, mase. Aceasta este principial nejust; nici o mărime electromagnetică nu se poate determina cantitativ numai prin mărimi mecanice, deoarece fenomenele electromagnetice nu sînt reductibile la cele mecanice. Se propune următoarea definiţie: Sarcina electrică (sarcina) este o mărime care caracterizează gradul de manifestare a proprietăţii electrice a materiei într-o particulă elementară, într-un corp sau pe un corp şi care este o mărime scalară. Se adoptă ca una din mărimile fundamentale în sistemul de definiţii al mărimilor care caracterizează fenomenele electromagnetice. Noţiunea de sarcină electrică rezultă din studiul diferitelor manifestări ale proprietăţii electrice a materiei: fenomene de interacţiune mecanică între corpurile electrizate, fenomene de electroliză etc.

Termenul Nr. 5, „Cîmp electromagnetic". Ţinînd seamă de termenii Nr. 6 şi 7 devine necesar să se completeze definiţia dată prin următoarele: „Cîmpul electromagnetic are două aspecte ale manifestării sale: cîmpul electric şi cîmpul magnetic, dependente de starea mişcării mecanice a corpurilor în interacţiune cu cîmpul electromagnetic".

Cîmpul electromagnetic este o formă specială a materiei, care se distinge prin distribuţia continuă în spaţiu, dar care în fenomenele microfizice, îşi pune în evidenţă structura discretă (fotoni), care se caracterizează prin capacitatea de propagare cu viteza limită posibilă pentru o mişcare mecanică (viteza luminii), prin capacitatea acţiunii mecanice asupra particulelor încărcate şi a curenţilor electrici, în decursul cărora energia cîmpului se transformă în alte forme de energie (termică, mecanică etc.). Cîmpul electromagnetic are două aspecte ale manifestării sale: cîmpul electric şi cîmpul magnetic, dependente de starea mişcării mecanice a corpurilor în interacţiune cu cîmpul electromagnetic.

Termenul Nr. 6, „Cîmpul electric". Definiţia dată pentru acest termen contrazice definiţiile Nr. 2 şi 5. Dacă cîmpul electromagnetic este o formă specială a materiei, cum trebuie înţeles că cîmpul electric este unul din cele două aspecte ale cîmpului electromagnetic? Ce înseamnă: unul din cele două aspecte ale formei materiei? Este mai corect să se spună că cîmpul electric este unul din cele două aspecte ale manifestării cîmpului electromagnetic.

*) Traduccere din revista Electricestvo nr. 11 1953
**) Proiectul tradus în l. romînă a apărut în revista Electrotehnica nr. 3-4/1953

Mai departe, dacă sarcina electrică este electricitatea determinată în mod cantitativ, adică o proprietate a materiei cantitativ determinată (o formă specială de mişcare a materiei), iar cîmpul electric este unul din cele două aspecte ale cîmpului electromagnetic, adică a unei forme speciale a materiei, nu este de înţeles în ce mod o formă specială a materiei (cîmpul electromagnetic) poate fi „condiţionată (cauzată)" de către o proprietate a materiei (o formă specială de mişcare a materiei) — sarcina electrică? Rezultă din proiectul de definiţie dat de autori, că materia poate fi creată de către mişcare. Dar atunci, pe semne, autorii consideră că materia poate să şi dispară, transformîndu-se într-o formă specială de mişcare!?

Afirmaţia că sarcinile electrice, „condiţionează (cauzează)" cîmp electric este incorectă din punct de vedere metodologic. De prezenţa sarcinilor electrice este întotdeauna legată prezenţa cîmpului electromagnetic, dar cîmpul electromagnetic poate exista şi în absenţa sarcinilor electrice. De aceea este mai corect să se spună că „cîmpul electric poate fi legat de prezenţa sarcinilor electrice şi de un cîmp magnetic variabil".

Se propune următoarea definiţie: „cîmpul electric este unul din cele două aspecte de manifestare a cîmpului electromagnetic, care se exprimă în acţiunea unei forţe mecanice asupra unei sarcini electrice imobile plasate într-un punct arbitrar al cîmpului electromagnetic, precum şi într-o serie de alte fenomene electrice: inducţia electrostatică, rotirea electrică a planului de polarizare şi altele. Cîmpul electric poate fi legat de prezenţa sarcinilor electrice şi de un cîmp magnetic variabil".

Termenul Nr. 7, „Cîmp magnetic". Definiţia acestui termen contrazice de asemenea definiţiile Nr. 2 şi 5, ca şi cele precedente.

Se propune următoarea definiţie: Cîmpul magnetic este unul din cele două aspecte de manifestare a cîmpului electromagnetic, care se exprimă în acţiunea unei forţe mecanice asupra unor sarcini electrice, ce se mişcă în cîmp, în acţiunea unei forţe mecanice asupra unui conductor străbătut de curent electric şi plasat în regiunea dată, precum şi într-o serie de alte fenomene magnetice: inducţia electromagnetică, apariţia forţelor care acţionează asupra unui magnet permanent, rotirea magnetică a planului de polarizare al unei raze polarizate de lumină, şi altele.

Cîmpul magnetic poate fi legat de sarcini electrice în mişcare şi de un cîmp electric variabil.

Termenul Nr. 9, „Inducţie electrostatică". Apare nu numai sub acţiunea unui corp încărcat. Ea este produsă de orice cîmp electric. Inafară de aceasta, conform definiţiei date, fenomenul inducţiei electrostatice cuprinde şi redistribuirea sarcinilor în dielectric sub acţiunea corpurilor încărcate, adică fenomenul de polarizare electrică. Este incorect să se confunde aceste două fenomene, cu atît mai mult cu cît fenomenul de polarizare electrică ca şi fenomenul de inducţie electrostatică are loc şi în conductori, deşi aceasta e esenţial numai la frecvenţe foarte înalte. Se propune următoarea definiţie: Inducţia electrostatică este un fenomen care constă în apariţia sarcinilor electrice libere pe suprafaţa unui conductor aşezat într-un cîmp electrostatic.

Termenul Nr. 10, „Cîmp electric coulombian". In primul rînd este de neînţeles dece dintre numele tuturor oamenilor remarcabili, care şi-au adus contribuţia la dezvoltarea ştiinţei despre electricitate, printre care nu numai unul din primele locuri aparţine oamenilor de ştiinţă ruşi, autorii terminologiei au găsit posibil a menţiona numai numele străinului Coulomb? In afară de aceasta, el este introdus în termenul unei noţiuni, cu care acest nume nu are contingenţă directă, deoarece Coulomb s-a ocupat de studiul interacţiunii sarcinilor imobile şi s-a situat pe punctul de vedere al teoriei acţiunii la distanţă, fără a exprima vreo idee despre cîmpul electric. Mai corect ar fi să se adopte termenul: „componenta potenţială a cîmpului electric".

Inafară de aceasta, în definiţie ridică obiecţiuni formularea „condiţionat (cauzat) de sarcini electrice" (vezi mai sus observaţia la termenul Nr. 6).

Apare mai raţional să se includă termenul „componenta potenţială a cîmpului electric", precum şi termenul „componenta rotaţională a cîmpului electric", care lipseşte în proiect, într-un capitol special XI „Cîmpul electromagnetic", care să mai cuprindă o serie de termeni ai unor noţiuni referitoare la procesele generale în cîmpul electromagnetic. Pentru aceşti termeni se propun următoarele definiţii: Componenta potenţială a cîmpului electric este componenta intensităţii cîmpului electric determinată de gradientul potenţialului scalar luat cu semn schimbat. Componenta rotaţională a cîmpului electric este componenta intensităţii cîmpului electric, determinată de viteza de variaţie a potenţialului vectorial, luată cu semn schimbat.

Termenul Nr. 11, „Vid". Conform definiţiei date, în descărcarea electrică creată în condiţiile rarefierii limită, avem vid. Acolo lipseşte orice fel de mediu molecular, există numai ioni şi electroni. O asemenea formulare este foarte neprecisă. Se propune următoarea definiţie: „Vidul este un mediu în care lipsesc formele-substanţă ale materiei, ale căror elemente structurale sînt moleculele şi atomii şi care reprezintă formele de cîmp ale materiei în forma lor pură". Observaţie: sînt foarte apropiate de vid, prin proprietăţile lor, regiunile spaţiului interplanetar, neumplute cu pulbere cosmică, precum şi regiunile de rarefiere limită realizabilă cu mijloacele tehnice moderne.

Termenii Nr. 33, 34, 42, 43, 45. Definiţiile termenilor enumeraţi se bazează pe propoziţii principial injuste şi care introduc confuzii serioase, propoziţii care pleacă de la divizarea cîmpului electric în două forme sau componente, care sînt denumite în proiectul de terminologie propus: „cîmp electric coulombian" (Nr. 10) şi „cîmp electric imprimat" (Nr. 42).

Drept criteriu fundamental după care se disting aceste două forme ale cîmpului electric, este luată legătura lor cu sarcinile electrice. Dar acest criteriu nu poate servi drept bază pentru diferenţierea formelor cîmpului electric. Inafară de aceasta, în noţiunea „cîmp electric imprimat" sînt cuprinse două noţiuni principial diferite, a căror unire formală chiar dacă este uneori raţională, poate fi admisă numai în anumite condiţii. In noţiunea de „cîmp electric imprimat" sînt incluse atît cîmpurile electrice legate de cîmpuri magnetice variabile în timp — care constituie în esenţă cealaltă latură de manifestare a cîmpului electromagnetic unitar, — cît şi cîmpurile de forţă propriu zis, imprimate, în esenţă de natură neelectromagnetică — de contact, de concentrare, termice etc. O asemenea confuzie este cu totul incorectă.

Cîmpul electric şi cel magnetic sînt două aspecte ale manifestării cîmpului electromagnetic unitar. Rolul fiecăruia din aceste aspecte depinde de mişcarea corpurilor în interacţiune cu cîmpul electromagnetic. Aceasta îşi găseşte expresia în faptul că vectorii $\vec{E}$ şi $\vec{B}$ nu sînt independenţi unul de altul, ci constituie în esenţă componentele tensorului intensităţii cîmpului electromagnetic, care se transformă după formulele de transformare ale lui Lorentz. Dar aceste componente nu cuprind intensitatea cîmpurilor imprimate, care reflectă procesele de transformare a formelor neelectromagnetice ale energiei în energie electromagnetică şi invers.

Să considerăm sistemul fundamental de ecuaţii ale cîmpului electromagnetic:

$$\operatorname{rot}\vec{H} = \vec{j}; \quad \operatorname{rot}\vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}; \quad \operatorname{div}\vec{D} = \rho;$$

$$\operatorname{div}\vec{B} = 0;$$

$$D = \varepsilon\vec{E}; \quad \vec{B} = \mu\vec{H}.$$

Intensitatea cîmpului electric $\vec{E}$, care intră în aceste ecuaţii, nu conţine intensitatea cîmpului „imprimat", legat de fenomene termice, chimice, de contact şi altele, ci conţine intensitatea cîmpului electric, legat de cîmpul magnetic variabil, caracterizat prin vectorul $\vec{B}$.

Introducînd noţiunile de potenţial scalar şi potenţial vectorial, intensitatea cîmpului electric se poate exprima ca suma $\vec{E} = -\operatorname{grad}\varphi - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$ ai cărei termeni pot fi consideraţi ca fiind componentele: potenţială $\vec{E}_{pot} = -\operatorname{grad}\varphi$ şi rotaţională $\vec{E}_{rot} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$. Totuşi este incorect să se afirme că prima este „cauzată" numai de sarcini, iar a doua — numai de variaţiile cîmpului magnetic. Potenţialele scalar şi vectorial sînt în fond tot componente ale potenţialului electromagnetic unitar, componente care se transformă după formulele de transformare ale lui Lorentz De aceea este incorect să se afirme că φ determină un cîmp „condiţionat (cauzat) de sarcini electrice, atît imobile, cît şi în mişcare", iar $\vec{A}$ nu este legat de sarcini.

Rămîne neînţeles în definiţia termenului Nr. 42 ce înseamnă „cîmp electric care nu este determinat de legea lui Coulomb"? Legea lui Coulomb determină nu cîmpul, ci formulează expresia forţei de interacţiune între sarcini electrice punctiforme imobile una faţă de alta.

Cu toate acestea, alături de cîmpul electromagnetic, al cărui aspect electric de manifestare se caracterizează prin intensitatea cîmpului electric — care poate fi considerată ca suma a două componente: potenţială şi rotaţională — în fenomenele electromagnetice participă şi cîmpuri de altă natură, pe care este raţional să le denumim „cîmp imprimat". Prezenţa acestuia o putem constata în felul următor.

Studiind densitatea de curent $\vec{j}$, care intră în ecuaţia $\operatorname{rot}\vec{H} = \vec{j}$, constatăm că dacă în domeniul considerat al sistemului nu se produc procese de transformare a formelor neelectromagnetice ale energiei (termică, chimică etc.), în forme electromagnetice, sau invers, va avea loc relaţia $\vec{j} = \gamma\vec{E} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$. Iar în prezenţa proceselor indicate mai sus, densitatea de curent va fi diferită de suma $\gamma\vec{E} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ şi va avea o componentă suplimentară, condiţionată de aceste procese.

Introducînd pentru denumirea lor noţiunea de „cîmp imprimat" şi definind intensitatea cîmpului imprimat $\vec{E}_{imp}$, vom putea exprima această componentă suplimentară a densităţii de curent sub forma $\gamma\vec{E}_{imp}$. Totuşi cîmpul $\vec{E}_{imp}$ definit în acest mod nu este o componentă a lui $\vec{E}$ care figurează în alte ecuaţii ale cîmpului electromagnetic $\left(\operatorname{rot}\vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \operatorname{div}(\varepsilon\vec{E}) = \rho\right)$. De aici se vede clar diferenţa principială dintre componenta rotaţională a intensităţii cîmpului electric $\vec{E}_{rot} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$ şi intensitatea cîmpului imprimat (neelectromagnetic) $\vec{E}_{imp}$.

In unele cazuri (dar nu întotdeauna) poate apare raţional să se unească în mod formal procesele de transformare reciprocă a energiei magnetice şi electrice cu procesele „imprimate" şi să se considere în mod formal f.e.m. induse care reflectă primele procese tot ca f.e.m. „imprimate".

De exemplu, considerînd circuitul bobinajului statorului unui generator de curent alternativ, este raţional să se considere f.e.m. indusă în acest bobinaj de cîmpul magnetic de excitaţie

al maşinii, ca f.e.m. „imprimată" şi respectiv să se considere cîmpul electric, condiţionat de cîmpul de excitaţie al maşinii, ca cîmp „imprimat". Dar în acelaşi timp, cîmpul electric, legat de variaţia în timp a cîmpului magnetic propriu al bobinajului statoric ca şi f.e.m. de autoinducţie care îl pun în evidenţă şi apar în bobinajul statoric, nu sînt de loc „imprimate". Pentru a nu confunda fenomenele principial diferite prin natura lor fizică, este raţional să se folosească pentru un asemenea cîmp electromagnetic şi pentru f.e.m. care îl pun în evidenţă nu termenul „imprimat" ci termenul „extern".

Ţinînd seamă de cele spuse mai sus, în capitolul respectiv al terminologiei se propun următorii termeni:

Cîmp imprimat. Cîmp de natură neelectromagnetică, care provoacă mişcarea sarcinilor electrice, adică formarea cîmpului electromagnetic. In aceste procese are loc transformarea formelor neelectromagnetice ale energiei (termică, chimică etc.) în forme electromagnetice şi invers. Cîmpul imprimat se manifestă prin acţiunea f.e.m. imprimate. De exemplu, f.e.m. de contact la contactul dintre două materiale conductoare diferite; f.e.m. galvanică la contactul dintre materiale conductoare de tip I şi II; f.e.m. de concentrare în materiale conductoare de tip II cu concentraţie diferită a ionilor în diferite locuri ale materialului etc.

Cîmp electromagnetic extern. Cîmp electromagnetic exterior în raport cu sistemul considerat de corpuri, dar care interacţionează cu corpurile sistemului. Prezenţa cîmpului electromagnetic extern se manifestă în apariţia în sistemul dat a f.e.m. induse exterioare. F.e.m. exterioară de mişcare (f.e.m. generată), excitată într-un conductor al unui alt sistem mobil într-un cîmp magnetic exterior în raport cu sistemul considerat; f.e.m. exterioară de repaus (f.e.m. de transformare,) excitată într-un conductor al sistemului dat, dispus într-un cîmp magnetic variabil, exterior în raport cu sistemul dat etc.

In legătură cu cele spuse trebuie modificate în proiect şi definiţiile termenilor Nr. 33, 34, 43 şi 45.

Termenul Nr. 63, „Conductivitatea electrică". Definiţie dată nu conţine o determinare calitativă, adică nu spune nimic despre natura fizică a mărimii definite. Determinarea cantitativă este dată într-o formă neexplicită, adică bazată pe o ecuaţie nerezolvată în raport cu mărimea de definită. Pentru a se asigura unitatea sistemului de definiţii este mai corect să se dea definiţiile tuturor termenilor într-o formă explicită.

Se propune următoarea definiţie: Conductivitatea electrică a unui material (conductivitatea materialului) este o mărime care caracterizează proprietăţile electrice ale unui material conductor.

Pentru un corp izotrop, ea este egală cu raportul dintre densitatea curentului electric de conducţie şi suma intensităţii cîmpului electric şi intensităţii cîmpului imprimat în acelaşi punct al mediului. Pentru un corp anizotrop, ea este o mărime tensorială, ale cărei componente în direcţia axelor principale sînt egale cu rapoartele dintre componentele densităţii curentului electric de conducţie în direcţia acestor axe şi componentele corespunzătoare ale intensităţii cîmpului electric în acelaşi punct al mediului.

Termenul Nr. 72, „Inducţie magnetică". Intrucît pentru fundamentarea mărimii care caracterizează cîmpul electric a fost adoptat termenul „intensitatea cîmpului electric" şi nu „intensitatea electrică" este mai logic din punct de vedere al unităţii limbajului terminologiei, să se adopte pentru mărimea fundamentală care caracterizează cîmpul magnetic termenul „inducţia cîmpului magnetic" şi nu „inducţia magnetică". Aceasta este mai corect şi pentru considerentul că termenii care au o formă analoagă: „inducţia electrostatică", „inducţia electromagnetică", exprimă fenomene fizice şi nu mărimi fizice.

Este inconsecvent să se dea definiţia modulului vectorului inducţiei cîmpului magnetic, plecînd de la acţiunea cîmpului magnetic asupra unui curent, iar definiţia direcţiei sale — plecînd de la acţiunea cîmpului asupra unui ac magnetic. Aceasta din urmă este mai bine să se dea ca o definiţie suplimentară sau ca observaţie.

Se propune următoarea definiţie: Inducţia cîmpului magnetic este mărimea fundamentală care caracterizează cîmpul magnetic în fiecare punct al spaţiului şi care este o mărime vectorială. Ea este egală în modul cu limita raportului dintre forţa mecanică care acţionează asupra unui element de curent electric linear, plasat în punctul dat şi produsul mărimii acestui curent prin lungimea elementului lui, atunci cînd această lungime tinde către zero, dacă elementul de curent este plasat în punctul considerat al spaţiului astfel încît această limită are valoarea maximă. Ea este perpendiculară pe direcţia forţei mecanice şi pe direcţia elementului de conductor străbătut de curent, în sensul produsului vectorial al acestor doi vectori.

Termenul Nr. 175, „Componente simetrice ale unui sistem polifazat nesimetric". Este raţional să se definească mai întîi termenii „sistem direct (sistem de succesiune directă a fazelor) într-un sistem trifazat"; „sistem invers (sistem de succesiune inversă a fazelor) într-un sistem trifazat" şi „sistem homopolar (sistem de succesiune homopolară a fazelor) într-un sistem trifazat", iar apoi să se definească termenul „componente simetrice ale unui sistem nesimetric de mărimi într-un sistem trifazat".

In ceea ce priveşte un sistem polifazat nesimetric, acesta după cum se ştie poate fi în general descompus nu în trei componente simetrice, ci într-un număr de diferite componente simetrice, egal cu numărul fazelor sistemului dat. De aceea definiţia dată este valabilă numai pentru sistemele trifazate.

Termenii Nr. 189 şi 190 „Circuit electric cu constante concentrate" şi „Circuit electric cu con-

stante repartizate". Definiţiile date sînt superficiale şi insuficient de precise. Inafară de aceasta, este mai corect să se vorbească nu despre constante, ci despre parametri, care în circuite neliniare nu sînt constante.

Trebuie remarcat, că în proiect lipsesc o serie de termeni referitori la noţiuni generale ale cîmpului electromagnetic şi ale circuitelor electrice şi magnetice, noţiuni care au o importanţă esenţială şi sînt larg utilizate atît în electrotehnica teoretică, cît şi în diferitele ramuri speciale ale electrotehnicei. Cu titlu de exemplu indicăm omiterea următorilor termeni: capacitatea electrică parţială proprie a unui conductor; capacitatea electrică parţială mutuală a doi conductori; curba de magnetizare fundamentală; flux magnetic de scăpări; forţa electromotoare de repaus; forţa electromotoare de mişcare şi mulţi alţii.

In concluzii trebuie arătat că este raţional să se completeze terminologia cu indicarea notaţiilor adoptate după GOST pentru mărimile respective şi să se prezinte formulele sau diagramele care lămuresc definiţiile termenilor. Acestea ar face definiţiile cu mult mai clare, ar înlătura o serie de impreciziuni şi discordanţa în folosirea şi interpretarea termenilor şi ar transforma „terminologia" într-un îndreptar foarte util atît pentru elevi şi studenţi, cît şi pentru personalul ştiinţific şi ingineresc.

G. A. RIAZANOV şi *L. E. GUREVICI*
candidat în ştiinţele fizico-matematice doctor în ştiinţe fizico-matematice

Definiţiile date în proiect pentru noţiunile „electricitate", „sarcină electrică" şi „particulă încărcată" sînt nesatisfăcătoare. Din cauza lipsei de spaţiu ne vom ocupa de termenul fundamental „electricitatea". Această definiţie este neconcretă, ea nu lămureşte de loc conţinutul noţiunii. In ce constă proprietatea materiei, denumită electricitate, ce anume forme de mişcare a materiei reprezintă ea, rămîne necunoscut. Indicaţia că electricitatea are o natură „dublă" şi „se manifestă" în particule elementare speciale, nu defineşte anume această noţiune; dialectica ne învaţă, că orice fenomen comportă contradicţii interne şi, prin urmare, are o natură dublă. Mai departe, deoarece în definiţia indicată se vorbeşte anume despre particule încărcate, care apoi se definesc prin noţiunea de „electricitate" (v. în proiect definiţia Nr. 4), rezultă un cerc vicios. Noţiunea de „electricitate" trebuie să îmbrăţişeze întregul domeniu al fenomenelor electromagnetice toate manifestările cîmpului elecfromagnetic şi interacţiunile sale cu corpurile materiale. Tocmai în acest sens se şi utilizează această noţiune, denumind „teoria electricităţii" capitolul din fizică care studiază toate fenomenele electromagnetice, printre care şi propagarea cîmpului electromagnetic liber, adică nelegat de particule încărcate. Intr-un sens mai restrîns, noţiunea poate cuprinde numai o latură a fenomenelor electromagnetice, întrucît a doualatură se va reflecta în noţiunea de „magnetism".

Definiţia din proiect a noţiunii de cîmp electromagnetic nu întîmpină obiecţiuni principiale, dar necesită următoarele precizări:

a) Intrucît lumina este un caz particular al cîmpului electromagnetic, indicaţia că cîmpul electromagnetic se propagă cu viteza luminii poate fi de asemenea privită de cititor ca un cerc vicios. Este mai bine să se spună: în absenţa unor cîmpuri gravitaţionale puternice cîmpul se propagă în vid, cu o viteză apropiată de 3.10^{10} cm/s, subliniind prin aceasta invariabilitatea ei faţă de diferitele corpuri care se mişcă în spaţiu cu diferite viteze. Indicarea unei cifre mai precise nu este raţională, deoarece şi atunci va fi vorba despre o valoare aproximativă; măsurătorile nu vor da niciodată o valoare absolut precisă a acestei viteze.

b) In loc de a vorbi despre acţiunea cîmpului asupra curenţilor, punînd această noţiune macroscopică şi pe deasupra încă nedefinită alături de noţiunea de particulă încărcată, trebuie indicată acţiunea suplimentară a cîmpului asupra particulelor încărcate în mişcare. Cu atît mai mult, cu cît aceasta va crea baza pentru separaţia relativă a cîmpului electromagnetic în cîmp electric şi magnetic.

Noi considerăm, că cîmpul electromagnetic trebuie definit ca o formă a materiei în mişcare: *a*) care se distinge prin distribuţie continuă în spaţiu; *b*) care există într-o formă specială de mişcare, una din manifestările căreia constă în propagarea sa în vid — în absenţa unor cîmpuri gravitaţionale puternice — cu o viteză apropiată de 3.10^{10} cm/s în raport cu orice corp imobil sau mobil. *c*) care înconjoară corpurile şi particulele încărcate. dar există şi în absenţa acestora, nefiind legată de corpuri materiale; *d*) care exercită asupra corpurilor şi particulelor încărcate acţiuni mecanice dependente de viteza lor, acţiuni în decursul cărora se produce transformarea energiei lor în alte forme de energie. In observaţie trebuie indicat, că în domeniul cuantic cîmpul electromagnetic manifestă o structură discretă.

Sarcina electrică trebuie definită ca proprietate a unui corp sau a unei particule de a fi înconjurate de cîmp electromagnetic şi de a suporta acţiuni mecanice din partea cîmpului electromagnetic. S-ar putea crede, că definind noţiunea de cîmp electromagnetic prin noţiunea de corp electrizat (încărcat) sau particulă încărcată, iar apoi definind sarcina electrică prin cîmp, intrăm într-un cerc vicios. Totuşi nu rezultă nici un cerc vicios. Inainte de introducerea noţiunii de cîmp, noţiunile de corp electrizat (încărcat) şi particulă încărcată, răspund de fapt numai descrierii exterioare a fenomenelor. In momentul definirii cîmpului electromagnetic, corpul electrizat încă nu e considerat ca un corp care posedă o sarcină concepută în sensul legăturii reciproce dintre cîmp şi corp material. Se înţelege că după definirea sarcinii, noţiunile de corp electrizat şi particulă încărcată se îmbogăţesc cu un conţinut nou, se dezvoltă mai departe.

Sarcinile nu pot fi considerate ca fiind cauza apariţiei cîmpului. Sarcinile nu „cauzează"

cîmpul, cum se afirmă în proiect (v. de exemplu definiţia Nr. 6), ci apar odată cu el. Mai mult, cîmpul electromagnetic poate exista în absenţa corpurilor încărcate, pe cînd sarcini fără cîmp nu există.

Acea împrejurare că acţiunea cîmpului electromagnetic asupra particulelor încărcate depinde de viteza lor de mişcare, fundamentează separarea cîmpului electromagnetic unitar în două laturi (aspecte), două componente : aceea care condiţionează acţiunea asupra unei particule încărcate imobile şi aceea care produce acţiunea suplimentară asupra unei particule atunci cînd aceasta e în stare de mişcare. Prima dintre ele constituie cîmpul electric, a doua — cîmpul magnetic. In raport cu corpurile care se mişcă cu viteze diferite, o asemenea d vizare a cîmpului electromagnetic va fi diferită. In unele cazuri cîmpul electromagnetic se poate manifesta numai ca cîmp electric, iar în altele numai ca cîmp magnetic. Totuşi în orice variaţie a cîmpului electromagnetic sînt prezente ambele sale componente şi transformările lor reciproce.

In legătură cu faptul că cîmpul electric şi cel magnetic sînt organic legate între ele, ele pot fi definite numai simultan; cîmpul electric nu poate fi definit fără a folosi noţiunea de cîmp magnetic, şi nici cîmpul magnetic — fără a recurge la noţiunea de cîmp electric. Dînd două definiţii, autorii proiectului nu au putut fi natural, consecvenţi. In definiţia Nr. 6, cîmpul electric este explicat prin cel magnetic. Cînd această noţiune nu este încă definită. Aceiaşi cauză explică şi o altă lipsă a acestei definiţii. Vorbind despre acţiune mecanică asupra unei particule încărcate, autorii nu arată că este vorba numai de acea componentă a acţiunii totale a cîmpului electromagnetic, care se poate separa ca acţiune a cîmpului asupra particulei atunci cînd aceasta se află în repaus în sistemul de referinţă dat. Aceste lipsuri pot fi evitate numai prin unirea definiţiilor Nr. 6 şi 7 într-o definiţie generală unică.

Mai departe este necesar să se includă în terminologie, alături de componenta cîmpului electric, condiţionată de prezenţa sarcinilor, cîmpul electric de inducţie, condiţionat de variaţia cîmpului magnetic, derivînd această noţiune din definiţia cîmpului electric imprimat (definiţia Nr. 42). E de observat că cîmpul imprimat nu poate fi în general definit ca fiind cîmp electric în sensul unuia din aspectele cîmpului electromagnetic. Această noţiune corespunde doar examinării formale a proceselor în corpurile materiale, procese de origine neelectromagnetică (în sens macroscopic), dar care provoacă deplasarea sarcinilor. Ea este legată de extinderea asupra acestor procese a concepţiei despre cauzele care provoacă mişcarea sarcinilor în cîmp electric, termenul de „cîmp" folosindu-se aci nu în sensul unei anumite forme a materiei, cu repartiţie continuă în spaţiu, ci numai pentru specificarea unei regiuni a spaţiului, în care se desfăşoară procesele indicate. Raportarea f.e.m. de inducţie la categoria f.e.m. imprimate utilizînd termenul „imprimat" în sensul de origine neelectrostatică, este admisibilă numai pînă la stabilirea noţiunii de cîmp electric de inducţie, după care acest termen trebuie folosit numai în sensul proceselor de origină neelectromagnetică indicate mai sus. Tocmai în acest mod procedează în cursurile lor I. E. Tamm şi o serie de alţi autori.

In terminologie trebuie să intre de asemenea definiţia noţiunii de cîmp electromagnetic liber, adică de cîmp electromagnetic nelegat de corpuri materiale. Acesta are drept mod de existenţă transformările continue şi simultane ale cîmpului electric în cîmp magnetic şi ale celui magnetic în electric, astfel încît cîmpul se redistribuie în mod continuu, propagîndu-se în vid — în absenţa unor cîmpuri gravitaţionale puternice — cu viteza de 3.10^{10} cm/s sub forma undelor electromagnetice.

Dintre defectele proiectului cel mai general este caracterul formal al unei serii de definiţii. Examinarea lor cere un articol special; aici ne limităm la două exemple.

Astfel, permitivitatea este definită ca „factor care multiplică vectorul intensităţii cîmpului electric în expresia vectorului delasării electrice în cazul unui mediu izotrop" (definiţia Nr. 31). Care este sensul acestui factor rămîne un lucru necunoscut. Deoarece această noţiune serveşte ca bază pentru definirea permitivităţii relative (definiţia Nr. 32) şi această mărime rămîne în fond nedeterminată. De fapt însă, această caracteristică a corpurilor materiale are un sens simplu. Ea arată de cîte ori este mai slab cîmpul în dielectric decît în vid şi poate fi definită ca raportul dintre intensitatea cîmpului într-un condensator cu vid şi intensitatea cîmpului în acelaşi punct după umplerea întregului condensator cu dielectric, dacă condensatorul este deconectat de la sursa de tensiune.

Permeabilitatea magnetică este de asemenea definită în proiect ca fiind un „factor", fără a se lămuri semnificaţia sa (definiţia Nr. 87), ceea ce din nou lipseşte de sens fizic definiţia permeabilităţii magnetice relative (definiţia Nr. 88).

Ing. M. V. GHENEROZOV
Saratov

Este raţional să se unească capitolele II şi III ale proiectului într-un singur capitol „Sarcinile electrice, caracteristicele fundamentale ale cîmpului electric şi caracteristicele mediilor". Nu este nimerit să se separe cauza (sarcina electrică) de efect (cîmpul electric).

Capitolul V „Circuitul electric, elementele sale şi caracteristicele lor", trebuie pus, după părerea mea, înaintea capitolului „Curentul electric", deoarece în practica curentă constatăm curentul electric numai în prezenţa elementelor circuitului electric, abstracţie făcînd de fenomenele naturii.

Noţiunea de cîmp electric, ca formă a materiei, ca formă specială a materiei, este încă insuficient

fundamentată în proiect. Dacă noţiunea de „electricitate" este eminamente materialistă, deoarece există într-adevăr protoni, pozitroni, electroni, purtători ai sarcinilor electrice unitare, a căror mărime este determinată în mod sigur, cîmpul electromagnetic însoţeşte sarcina electrică, este funcţie de mărimea şi mişcarea acesteia.

Nu putem fi de acord cu noţiunea de cîmp electromagnetic ca „formă specială a materiei", care există în orice tip de materie şi există în cazul absenţei aproape totale a materiei (vid), care poate fi atinsă prin mijloacele tehnice moderne. Prin ce diferă o astfel de materie de „eter"? Einstein nega „eterul" şi a introdus noţiunea de cîmp electromagnetic unitar. In proiectul de terminologie se dezvoltă în esenţă concepţia lui Einstein, atunci cînd cîmpului electromagnetic i se atribuie un nume nou — materie de un gen special. Ce ne dă dreptul să afirmăm că există două forme de materie, principial deosebite una faţă de alta? Una din materii — „substanţa" (corpurile materiale) — posedă o serie de proprietăţi fizice — densitate, inerţie, gust, miros, culoare etc., iar cealaltă — „forma specială a materiei" — are cu totul alte proprietăţi fizice, proprietăţile cîmpului electromagnetic. Aceleaşi afirmaţii le dezvoltă şi G. P. Harnwell în monografia sa din 1949 (v. traducerea sub redacţia generală a lui K. M. Polivanov, 1950). Aceste afirmaţii eronate sînt respinse de L. R. Neumann, M. A. Şatelen etc. Intr-adevăr „forma specială a materiei" sau tipul special de materie ca definiţie a cîmpului electromagnetic, trebuie respinsă ca definiţie idealistă. In locul acesteia s-ar putea formula de exemplu o astfel de definiţie: se numeşte cîmp electromagnetic spaţiul (sau o regiune a spaţiului), care se găseşte în stare excitată apărută sub acţiunea sarcinilor electrice în mişcare (a materiei purtătoare de sarcini în mişcare) şi care datorită acestui fapt poartă în sine o rezervă de energie.

Orice variaţie a energiei cîmpului electromagnetic atrage după sine variaţia cantităţii sarcinilor în mişcare sau a vitezelor lor şi invers. Proprietăţile cîmpului electromagnetic se pot formula în tratarea proiectului.

Este necesară formularea mai precisă a noţiunii de energie magnetică. Energia magnetică a cîmpului magnetic se transformă în alte forme de energie sau în lucru nu numai în cazul deplasării curenţilor (doar avem în vedere macrocosmosul), dar şi în cazul deplasării unui material feromagnetic în cîmp sau în cazul deplasării în cîmp magnetic a unui magnet nelegat de cîmp.

Paragrafele 30 şi 31 ale proiectului cer o prelucrare serioasă deoarece definiţiile date deformează toate concepţiile fizice, reduc o ştiinţă a naturii la domeniul abstracţiilor matematice. Dacă este prea greu să se dea o definiţie potrivită, este mai bine să nu se dea de loc decît să se facă o descriere a formulelor. Paragrafele 43—47 cer de asemenea definiţii fizice completate cu formule.

Definiţia rezistenţei din paragraful 62 ca a unei noţiuni fundamentale nu poate fi acceptată. Această definiţie este indirectă, secundară. Este mai corect: „Rezistenţa electrică este proprietatea unui corp sau a unui mediu de a se opune trecerii curentului electric, ceea ce are drept rezultat: *a*) pentru învingerea ei se cheltuieşte o parte din f.e.m.; *b*) se produce încălzirea corpului (mediului) în contul transformării unei părţi a energiei electrice în energie termică. Rezistenţa unui corp depinde de forma sa şi valoarea ei numerică este

$$R = \Sigma \frac{\Delta p}{y^2} = \Sigma \rho \frac{l}{q} = \Sigma \frac{V}{I}$$

In paragraful 69 definiţia are o deficienţă fundamentală, deoarece nu poate exista o parte de circuit electric cu un număr de borne mai mic de 2. Este mai corect: „Multipolul este o parte de circuit electric cu un număr de borne mai mare de 2".

Noţiunea de dipol magnetic (paragraful 76) este cu totul neconvingătoare. In virtutea cărui fapt va trece curentul electric într-un circuit închis, unde se găseşte sursa de f.e.m. necesară? Această noţiune derivă din reprezentări microsau macro-fizice? Dece a apărut necesitatea acestor noţiuni?

Paragrafele 82, 83, 84, 85, 86 sînt în esenţă abstracţii matematice, deoarece nu evocă nici un fel de reprezentări sau noţiuni fizice. Aceste definiţii cer o prelucrare radicală.

In capitolul VII („Curentul alternativ") paragraful 136, 139, 141, 142, necesită lămurirea sensului fizic. In paragraful 143 este de dorit să se explice sensul fizic al expresiei: „Capacitatea circuitului de a acumula energie şi de a o reda în întregime fără dispersiune în cazul variaţiei tensiunii sau a curentului".

Proiectul de terminologie discutat are o serie de omisiuni: în capitolul „Curentul alternativ" nu se dă de exemplu definiţia amplitudinii (curentului, tensiunii) curentului alternativ; în capitolul, „Caracteristici magnetice fundamentale" lipsesc noţiunile de histerezis şi de forţă coercitivă.

Impresia generală este că proiectul de terminologie a fost alcătuit în grabă.

Docent A. I. ARTEMIEV *)
Candidat în Ştiinţe Tehnice
Institutul Energetic „LENIN" din Ivanovo

Tovarăşul A. A. Jdanov spunea că obiectul ştiinţei trebuie să fie definit cu precizie şi că, la întocmirea unui manual, trebuie să stea la bază cuceririle actuale ale materialismului dialectic şi istoric; stilul expunerii trebuie să fie clar, precis şi convingător.

Nu se poate afirma că proiectul definiţiilor ştiinţifice în domeniul electrotehnicii teoretice satisface în întregime aceste condiţii, deşi el posedă calitatea cea mai importantă, aceea că tratarea ştiinţifică, fizică a fenomenelor şi termenilor corespunde în general cunoştinţelor actuale în domeniul electromagnetismului. Totuşi, chiar acest proiect cuprinde inexactităţi care reduc valoarea sa ca îndreptar în tratarea ştiinţifică a fenomenelor. Din păcate însă, articolul explicativ al lui V. M. Lavrov nu cercetează aceste inexactităţi.

Definiţia electrotehnicii teoretice (în paragraful 1 al proiectului) este îngustată considerabil în comparaţie cu situaţia reală a acestei ştiinţe, deoarece electrotehnica teoretică se ocupă nu numai cu problemele fenomenelor electromagnetice din domeniul tehnicii, dar şi din alte domenii (medicină, biologie, fizică astronomică, etc.). Este mai bine să se spună: „Electrotehnica teoretică este ştiinţa care studiază problemele fundamentale ale teoriei fenomenelor electromagnetice în practica socială". În definiţia electricităţii,se menţionează că ea este o proprietate a materiei, o formă aparte de mişcare a materiei. Acest lucru este adevărat , însă nu se precizează care este această proprietate. Propun următoarea definiţie: „Electricitatea este una dintre formele de mişcare a materiei, care se manifestă prin energia electrică, drept măsură a acestei mişcări. Electricitatea are un caracter dual, care constă în faptul că purtătorii cantităţii celei mai mici de electricitate cunoscută pînă acum sînt protonii şi pozitronii (electricitate pozitivă), precum şi electronii (electricitate negativă). Măsura cantitativă a electricităţii este sarcina electrică care se exprimă printr-o mărime scalară".

Paragraful 3, privitor la sarcina electrică, poate fi eliminat, deoarece definiţia sa intră în noţiunea de electricitate.

Paragraful 4 trebuie formulat mai precis decît în proiect. Anume: „Particula încărcată este cea mai mică particulă materială, dintre cele cunoscute, care are o sarcină electrică de un semn oarecare". Nu există nici o bază, pe care să putem vorbi de excesul sau de lipsa de electricitate pozitivă sau negativă, deoarece — pînă în prezent — noi nu cunoaştem mai mult decît că particula are o sarcină de un semn oarecare. În paragraful 5, privitor la cîmpul electromagnetic, nu apare unitatea dialectică a cîmpului. în calitate de substanţă materială continuă capabilă totuşi să manifeste şi caracterul său discret. Caracteristica privitoare la structura discretă a cîmpului este dată cu caractere mici. O asemenea tratare rupe în două părţi definiţia unică. În definiţie este dată foarte corect caracteristica cîmpului, drept una din formele de existenţă a materiei. Ulterior, se introduc cuvinte explicative, care scot în evidenţă diferite laturi ale manifestării cîmpului electromagnetic. În explicaţie, se menţionează şi latura energetică a cîmpului electromagnetic, cînd se spune că energia cîmpului se poate transforma în alte forme de energie. Faptul că un cîmp electromagnetic reprezintă un purtător de energie trebuie accentuat mai precis, pentru ca să apară cît mai clară neidentitatea dintre cîmp şi energie.

Se ştie că structura discretă a cîmpului explică — prin metoda diferită de cercetare şi nici prin „scara" la care se reefectuează aceste cercetări — ci prin însăşi dualitatea fenomenelor cîmpului electromagnetic, ca substanţă materială continuă şi ca substanţă care manifestă un caracter discret cuantic. Despre aceasta se ţine seama în următoarea formulare a definiţiei: „Cîmpul electromagnetic este o formă de existenţă a materiei, care are rezervă de energie capabilă să se transforme în alte forme de energie (termică, mecanică etc.). Cîmpul electromagnetic dezvăluie dualitatea structurii sale, care se manifestă prin mişcarea cîmpului cu viteza luminii (materia continuă, precum şi sub forma unor particule materiale discrete (fotoni). În paragraful 10, este introdusă noţiunea de cîmp coulombian ; în natură, nu există un astfel de cîmp şi introducerea sa în terminologie nu prezintă nimic nou în comparaţie cu definiţia din paragraful 6, în care este expusă destul de clar latura electrică a cîmpului electromagnetic. Astfel fiind, paragraful 10 trebuie eliminat din terminologie.

În definiţia paragrafului 11, se consideră sinonime vidul şi vacuumul. Aceste noţiuni, însă, nu sînt sinonime în limba rusă, nici în fizică, nici în tehnică. Vidul este o noţiune logică, care înseamnă „nimic" şi nu este admisibilă confundarea cuvîntului „vid" cu „vacuum". Despre vacuum trebuie să se spună „stare a mediului material rarefiat la limită, în care nu există particule de materie cunoscute în prezent, dar în care poate să existe materie sub formă de cîmp (de atracţie, electromagnetic, etc.)" Definiţia polarizării electrice dată în proiect dă loc la obiecţii. Este mai corect ca polarizarea electrică să fie definită drept fenomenul care se produce cînd, sub influenţa cîmpului electric, în corpurile neconducătoare de electricitate, este distrusă starea neutră, starea de echilibru a sarcinilor, acţiune care se manifestă prin existenţa momentului electric al corpului. Nu putem fi de acord cu definiţia potenţialului electric dată la paragraful 33. Aici se introduce din nou noţiunea de prisos a cîmpului coulombian. Pe lîngă aceasta, în definiţie, este dată — cu ajutorul cuvintelor — expresia matematică a potenţialului, însă nu este dată semnificaţia sa fizică. Potenţialul este măsura nivelului energiei cîmpului. Noi presupunem că punctul considerat al cîmpului are un anumit potenţial, diferit de zero, atunci cînd există energia cîmpului, deşi cîmpul poate să nu efectueze nici un lucru. Aceeaşi observaţie poate fi făcută în totul şi în legătură cu paragraful 34, unde se defineşte noţiunea de diferenţă de potenţial.

Nu poate fi considerată acceptabilă definirea cîmpului electric extern drept un cîmp care nu este determinat de legea lui Coulomb. Cîmpul electric extern este rezultatul existenţei unei f.e.m., care are o caracteristică oarecare (caracteristicile sînt enumerate în definiţie). Cîmpul electric extern se caracterizează nu prin lipsa a ceva, ci dimpotrivă, prin existenţa f.e.m. care trebuie definită în prealabil.

În paragraful 44, cu totul formal este definită f.e.m. drept integrala simplă a cîmpului extern, de-a lungul unui contur; f.e.m. este cauza fizică a cîmpului electric extern şi este capabilă să producă curent electric în corpurile conducătoare.

Definiţia curentului electric este puţin inteligibilă. Completarea cu „alte procese electrice, care însoţesc cîmpul magnetic", nu poate desigur decît să deruteze. Nu este oare mai simplu să se definească curentul electric drept fenomenul transportării sarcinilor (mişcarea sarcinilor) sub influenţa cîmpului electric sau a altor cauze fizice (forţe chimice, fotoni etc.)? Curentul electric este legat totdeauna de cîmpul magnetic pe care îl produce şi exprimat printr-o mărime scalară, egală cu integrala de suprafaţă a vectorului densităţii de curent (această mărime nu a fost definită înainte) pe suprafaţa dată.

În definiţia curentului electric în „vid" (§52) lipseşte cu desăvîrşire caracteristica principală a acestui curent şi anume existenţa cîmpului magnetic.

*) Traducere din revista „*ELECTRICESTVO*", nr. 12/1953.

Este îndoielnică necesitatea examinării amănunţite a noţiunilor densităţilor de curent la diferite medii (§54, 55, 56, 57, 58, 59).

Paragrafele 62 şi 64 (circuitul electric, elementele sale şi caracteristicile acestora) nu au legătură logică între ele, deoarece în unul din ele rezistenţa este definită ca proprietatea corpurilor de a transforma energia electrică în energie termică atunci cînd sînt străbătute de curent electric, iar în altul rezistenţa specifică este diferită pur formal, ca un factor pe lîngă vectorul densităţii de curent din expresia legii lui Ohm, scrisă sub forma diferenţială. Acelaşi lucru trebuie spus şi despre conductanţa electrică. Desigur, este mai corect ca rezistenţa şi conductanţa să fie definite ca proprietăţi ale corpurilor.

În legătură cu paragraful 177, 179, trebuie să se menţioneze că descompunerea în curenţi electrici-liber şi forţat — se efectuează numai în circuitele liniare.

În încheiere, trebuie să subliniem că, deşi proiectul propus nu cuprinde nici pe departe sau în suficientă măsură toate capitolele electrotehnicii teoretice (electronica, descărcările în gaze, teoria circuitelor magnetice, circuitele neliniare), lucrarea comisiei Comitetului terminologiei tehnice de pe lîngă Academia de Ştiinţe a U.R.S.S., în ansamblul ei, trebuie aprobată ca o valoroasă continuare şi îmbunătăţire a proiectelor definiţiilor ştiinţifice ale electrotehnicii teoretice, discutate anterior. Trebuie să urăm comisiei ca, într-un timp scurt, să ducă la bun sfîrşit munca sa, luînd în consideraţie materialele discuţiilor şi să prezinte, spre aprobare, proiectul definitiv de terminologie.

CÎTEVA OBSERVAŢII ASUPRA PROIECTULUI STANDARDULUI DE STAT „ELECTRICITATE ŞI MAGNETISM — TERMINOLOGIE"

Ing. VLADIMIR CAZACU

Alcătuirea unui proiect de standard privitor la terminologia în electricitate şi magnetism constituie incontestabil o realizare îmbucurătoare, întrucît în acest domeniu existau şi mai există o serie de paralelisme şi neînţelegeri în ce priveşte utilizarea diferiţilor termeni. Totodată s-a făcut resimţită necesitatea reexaminării definiţiilor uzuale în electrotehnică reconsiderîndu-le sub unghiul de vedere a concepţiei materialiste. Astfel, în Uniunea Sovietică s-a pornit la o muncă intensă în această direcţie publicîndu-se cu începere din anul 1949 o serie de materiale sub forma de proiecte, alcătuite de către o comisie a Institutului Politehnic „M. I. Kalinin" din Leningrad şi, acum în urmă, de către Comisiunea ştiinţifică specială a comitetului de terminologie tehnică a Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S.

Din examinarea atît a proiectului de terminologie publicat în revista „Electricestvo" nr. 1/1953 şi în traducere în revista „Electrotehnica" nr. 3—4/1953 cît şi a proiectului de standard publicat în „Standardizarea", reies o serie de observaţii pe care le expunem mai jos :

Mai întîi, ca ordine de grupare, nu există în proiectul de standard şi o grupare pe capitole a termenilor, ceea ce constituie o greutate în urmărirea lor. Cred că ar fi necesară o grupare a acestor termeni pe capitole, după caracteristici comune principale.

Ar fi necesare ca în standard să figureze drept prim termen „Electricitate" şi apoi „Sarcina electrică elementară".

La definiţia dată pentru „Sarcina electrică elementară" s-a caracterizat sarcina electrică drept o „proprietate a particulelor elementare de materie care produce fenomene electrice"

Or, ulterior aceste sarcini sînt caracterizate ca libere sau legate, aduse din afară, în stare a se deplasa etc. Cu alte cuvinte, evitîndu-se în cadrul definiţiei vechea formulare asupra sarcinilor electrice, s-a dat mai tîrziu la restul termenelor legaţi de noţiunea de sarcină electrică aceeaşi formulare indirectă a sarcinii electrice, întrucît se ştie că o „proprietate" nu se poate „deplasa", „scoate", „distribui". „aduce din afară". etc. Cred că este necesar ca toţi termenii legaţi de noţiunea de sarcină electrică să fie reexaminaţi prin prisma materialismului dialectic.

Termenii 7 şi 65 ar trebui să fie precedaţi de definiţia asupra „cîmpului electromagnetic", reeşind cum că atît „cîmpul electric" cît şi „cîmpul magnetic" sînt cele două componente ale acestui cîmp.

De asemenea sînt necesare definiţiile asupra „cîmpului electric potenţial" şi a „cîmpului electric turbionar" situate imediat după termenul 7.

Termenii 16 şi 17. Pentru simplificare şi întrucît termenul 17 este consacrat sub forma de constanta dielectrică sau permitivitatea unui mediu, cred că se poate renunţa la cuvîntul „relativă", formulîndu-se drept „constanta dielectrică" (permitivitate) întrucît termenul de constantă dielectrică este mult mai introdus. Pentru termenul 16 ar rămîne formularea „Constanta dielectrică (permitivitatea) absolută a unui mediu". Se ştie că întrebuinţarea cuvîntului „relativă" nu este în uz şi nici nu este motivat de nici un fel de considerente speciale.

Termenul 23. „Sarcinile electrice libere se pot mişca sub acţiunea unui cîmp electric". Formularea nu este justă, atît sub raportul celor mai sus expuse, cît şi pentru faptul că ea exprimă o incertitudine. „Se pot mişca" ar trebui înlocuit cu „se mişcă," sau şi mai bine „se orientează într-un mod anumit sub acţiunea unui cîmp electric". Aceasta, întrucît sub acţiunea unui cîmp electric sarcinile electrice se orientează într-un mod determinat.

Aceiaşi observaţie cu privire la termenul 22.

Termenul 27. Este necesar să se prevadă că fenomenul se produce ca o descărcare obscură, la presiunea atmosferică normală şi cu efect de descărcare luminoasă la tensiuni mai înalte, avînd forma conductorilor. De asemenea nu este suficient să se arate că fenomenul se produce la tensiune înaltă, ci şi la curentul alternativ.

Termenul 29. Un condensator poate avea două sau mai multe armături, separate printr-un dielectric.

Termenul 36. Cred că este mai bine să se formuleze astfel „Curent electric de intensitate practic constantă în timp" întrucît curentul continuu obţinut prin mecanismul colectorului nu are o valoare absolut constantă în timp.

Aici ar fi locul să se dea definiţia şi pentru curentul alternativ.

Termenul 37. Ar trebui intercalat „legate în serie" sau „legate unul de altul" sau „în legătură nemijlocită", întrucît un ansamblu de corpuri sau medii ar putea fi şi nelegat. De asemenea nu este clar cînd se spune „în anumite condiţii" şi ar fi mult mai bine să se arate precis în care anume condiţii se stabileşte curentul electric (diferenţa de potenţial etc.).

Termenul 42 dă explicaţia căderii de potenţial ca o diferenţă de potenţial, ceea ce în fond este acelaşi lucru.

De asemenea aici se arată că această cădere de potenţial se produce în locul unui conductor sau într-un aparat parcurs de curent electric. Trebuie precizat că chiar şi într-un aparat

curentul electric circulă tot printr-un conductor respectiv piesă conductoare şi ca atare alternativa „conductor sau aparat" nu-şi are sensul.

Termenii 43, 68, 70, 71 etc. Se obişnuieşte să se întrebuinţeze cuvîntul „uneori" creindu-se astfel o confuzie în ce priveşte oportunitatea întrebuinţării unuia sau altuia dintre termeni. Consider că un standard trebuie să fixeze definitiv şi fără caracter de ambiguitate termenul cel mai potrivit şi să nu lase loc interpretărilor de tot felul.

Termenii 46, 58 şi 102. Ar trebui să se dea definiţii şi pentru „Electrotehnică", „Electrostatică", „Electroenergetică" şi să se precizeze în legătură cu termenul 46 întrebuinţarea termenului „electrodinamică".

Termenul 48. Preferabilă formularea : „inversul conductivităţii acelui corp".

Termenii 49, 50, 51, 103 şi 106. Se întrebuinţează în opoziţie cu „curentul continuu" termenul de „curent variabil" şi nu „curent alternativ" a cărui uz este mai frecvent şi care are practic cea mai mare întrebuinţare. Cuvîntul „variabil" nu caracterizează însă în întregime regimul curentului alternativ.

Termenul 53. Lenz nu Lentz.

Termenul 55. „Absorbţie" nu „absorpţie" (v. Mic dicţionar ortografic).

Termenul 59. Cred că nu sînt necesare cuvintele„ în general", care ar lăsa să se presupună şi o altă variantă, fără ca însă să se precizeze care anume.

Termenul 60. Trebuie scris „datorită" nu „datorit".

Termenul 61. Nu se înţelege ce este „introducerea sau scoaterea curentului *pozitiv*".

Termenul 65. Se formează un cuvînt nou compus : „interacţiuni". Cred că este mult mai bine să se întrebuinţeze „acţiuni reciproce", primul dînd impresia unui cuvînt artificial.

Termenul 97. Se întrebuinţează în explicaţie noţiunea de flux magnetic, fără a se da în prealabil o definiţie pentru flux magnetic, ceea ce ar fi necesar. Ar fi necesar să se arate care este preferinţa faţă de termenul de „curenţi turbionari" care tinde să se introducă în prezent.

Termenii 98 şi 99. Consider mult mai potrivit pentru termenul 98 cuvîntul „inductivitate" care exprimă tocmai această însuşire a unui circuit şi care este destul de flexibil şi simplu, în comparaţie cu „inducţia proprie" care mai are şi dezavantajul că „inducţia" exprimă un fenomen nu o însuşire. În legătură cu aceasta, termenul 99 poate fi formulat ca inductibilitate mutuală, cuvîntul „inductanţă" fiind legat prin terminaţia „anţă" de familia „impedanţe"-lor şi „admitanţe"-lor care au o altă natură. Se evită în acest mod şi crearea unor confuzii cînd se scrie „circuit cu inductanţe" etc.

Termenul 103. Să se indice şi vechea denumire de „efect Skin". Să se arate că fenomenul se produce la curent alternativ şi că efectul creşte odată cu creşterea frecvenţei.

Termenul 120, ar fi necesar să fie completat cu termenii „Reactanţă inductivă" şi „Reactanţă capacitivă (capacitanţă)" întregindu-se astfel noţiunea privitoare la „reactanţe".

Termenul 127. Caracterizarea scurtcircuitului este făcută astfel : „Conexiune între două puncte între care se menţine o tensiune electrică". Această primă propoziţie care ar trebui să fie una de bază nu exprimă nici pe departe fenomenul scurtcircuitului. Propun : „Conexiune, a două puncte ale unui circuit, între care se stabileşte o rezistenţă neglijabilă în raport cu aceea a restului circuitului".

De asemenea ar trebui să se dea noţiuni cu privire la curentul de scurtcircuit, precum şi la scurtcircuite mono bi şi trifazate.

Ca observaţie de ordin general — standardul nu conţine o serie de termeni uzuali în electricitate şi magnetism, fără ca să reiasă criteriul după care se dau unii şi nu se dau alţi termeni de acest fel. Astfel, ar fi : „frecvenţă" „fază", „perioadă", „factor de putere (cos φ)", „curent capacitiv", „flux magnetic" etc.

De asemenea întrebuinţarea în cadrul termenilor 12, 13 şi 18 a parantezelor sub forma (di) electric nu precizează care este termenul preferat de standard. Personal cred că mai bun ar fi termenul „dielectric" ca fiind uzual şi exprimînd mai mult sensul fizic al fenomenelor.

Se observă din examinarea definiţiilor că unii termeni sînt daţi fără a se preciza şi sensul fizic, ci numai sub formă de raport între două mărimi. Cred că n-ar trebui să lipsească şi o scurtă lămurire a sensului fizic al fenomenului respectiv.

PRECIZIA ECHILIBRĂRII ROTOARELOR

Dacă echilibrarea rotoarelor era o problemă foarte dificilă acum cîteva decenii, astăzi ea a devenit o operație curentă folosită în fabricile constructoare de mașini sau atelierele mari de reparații. Astăzi toate rotoarele mașinilor cu turație mare sau mijlocie se echilibrează static și dinamic, deoarece un rotor neechilibrat produce vibrații deci solicitări suplimentare în lagăre, foarte periculoase pentru întreaga mașină și mai ales pentru rotor.

Modul cum se face această operație este în general cunoscut, iar mașinile moderne de echilibrat dinamic ușurează foarte mult executarea echilibrării.

O problemă care se pune adesea la executarea echilibrării, mai ales în cazul cînd se lucrează la o mașină perfecționată este precizia cu care trebuie să facem această operație. Evident, că este de dorit a face o „echilibrare perfectă", însă această dorință este ireală. La prelucrările mecanice ale pieselor, s-a ajuns la concluzia că a obține cote nominale exacte este o imposibilitate practică și că este absolut necesar să se prevadă anumite toleranțe față de cotele nominale.

In mod asemănător este necesar a se stabili toleranțe admisibile și la executarea echilibrării rotoarelor. Această necesitate de a preciza abateri la echilibrare, reiese din faptul că echilibrarea perfectă este o imposibilitate practică. Cauzele mai importante care fac ca această operație să nu poată fi executată perfect sînt următoarele :

1. Imperfecțiunea principiilor de funcționare ale mașinilor de echilibrat.

2. Neprecizia mașinilor de echilibrat datorită jocurilor inevitabile ale mecanismelor sau a sistemului de înregistrare.

3. Erorile subiective de citire ale instrumentelor, de cîntărire a greutăților adiționale sau însăși de manevrarea mașinii.

În literatura tehnică de specialitate sînt puține date referitoare la precizia cu care trebuie să echilibrăm un rotor. Foarte adesea sînt indicate vibrațiile maxime admisibile ale lagărelor. Este evident că vibrațiile dau indicații prețioase asupra modului cum s-a executat echilibrarea, însă nu suficiente deoarece mărimea lor este influențată și de alți factori ca : înălțimea lagărelor, turația critică a rotorului, fundația mașinii etc.

Dacă analizăm împreună dezechilibrul unui rotor și forțele care produc vibrații, deci cauza și efectul, putem ușor stabili o legătură între ele și respectiv precizia necesară echilibrării. La un rotor neechilibrat, axul său geometric nu corespunde cu axul de greutate longitudinal. Cînd cele două axe sînt paralele, dezechilibrul este pur static, iar cînd se intersectează trecînd prin centrul de greutate, avem dezechilibrul pur dinamic. In practică cele două axe sînt drepte oarecare în spațiu adică avem dezechilibrul mixt, static și dinamic. Privind sub acest aspect problema dezechilibrului, acesta apare ca o nepotrivire ce se poate determina ușor cu ajutorul unităților de măsură obișnuite de lungime și greutate din sistemul metric.

Pentru calcul se consideră că pe rotorul dezechilibrat, avem o masă dispusă excentric, care în timpul rotației capătă o forță centrifugă C

$$C = m \cdot r \cdot \omega^2.$$

Aceasta produce o solicitare suplimentară în lagăre, sub formă de vibrații cu frecvența :

$$f = \frac{n}{60}.$$

Mărimea acestei forțe centrifuge produsă de dezechilibru, raportată la greutatea rotorului, ne dă gradul de dezechilibrare a unui rotor în procente. Notînd cu x gradul de dezechilibrare și P greutatea rotorului vom putea scrie următoarea ecuație :

$$x \cdot \frac{P}{100} = m \cdot r \cdot \omega^2. \qquad (1)$$

de unde se poate exprima gradul de dezechilibrare al rotorului :

$$x = \frac{100 \cdot m \cdot r \cdot \omega^2}{P}. \qquad (2)$$

Din această expresie rezultă că gradul de dezechilibrare al unui rotor este legat de turația de regim a lui. Dezechilibrul propriu zis este exprimat prin momentul $m.r$ (m fiind masa dezechilibrată și r — raza). Aceasta este suma celor două momente $m_1 \cdot r_1$ și $m_2 \cdot r_2$ determinate de mașina de echilibrat în cele două plane de echilibrare ale suporților lagărelor.

Din practica de echilibrare a autorului acestui articol s-a stabilit că pentru rotorii mașinelor electrice și ai turbinelor cu aburi de o construcție normală, echilibrarea este suficientă dacă gradul de dezechilibrare este mai mic de 1%, adică solicitarea suplimentară asupra lagărelor datorită dezechilibrului este mai mică de 1% din greutatea rotorului. Acest fapt este confirmat și de Dinerman A. P. [2].

Este posibil ca pentru mașini speciale sau chiar pentru cele normale dar montate în condiții anormale, gradul de dezechilibrare de 1% să nu fie suficient.

In asemenea cazuri precizia echilibrării trebuește mărită. Astfel Dinerman [2] recomandă

pentru turbinele marine o precizie de echilibrare mai mare decît pentru celelalte turbine. Un studiu complet ar consta deci din a determina valoarea gradului de dezechilibru al unui motor în funcţie de anumiţi factori constructivi. Acest lucru este complicat, mai cu seamă dacă se ţine seama de diversitatea cazurilor de luat în consideraţie.

Articolul de faţă nu va aborda decît problemele echilibrării maşinilor normal construite şi de uz curent, unde, aşa cum s-a spus gradul de dezechilibrare de 1% este suficient pentru ca maşina să funcţioneze normal adică fără vibraţii.

Dacă exprimăm dezechilibrul prin mărimea momentului $m.r$ (m fiind masa şi r — raza) şi considerăm gradul de dezechilibrare admisibil 1% putem deduce uşor dezechilibrul admisibil

Această condiţie se scrie sub forma :

$$0{,}01 \cdot P = m \cdot r \cdot \omega^2, \qquad (3)$$

unde :

P reprezintă greutatea rotorului ;
m — masa dezechilibrantă ;
r — raza adică distanţa dintre masă şi axul de rotire ;
ω — viteza unghiulară a rotorului ;

ecuaţia de mai sus se poate scrie mai departe :

$$m \cdot r = \frac{0{,}01 \cdot P}{\omega^2} \qquad (4)$$

făcînd înlocuirile obişnuite :

$$\omega = \frac{2.\pi.n}{60} \text{ şi } m = \frac{k}{g}$$

obţinem :

$$\frac{k}{g} \cdot r = \frac{0{,}01\ P}{\left(\frac{2.\pi.n}{60}\right)^2}$$

sau

$$k \cdot r = \frac{0{,}01.g.P.60^2}{(2.\pi)^2.n^2}$$

simplificînd se obţine formula practică :

$$k \cdot r = 8{,}954 . \frac{P}{n^2} \cdot 10^5 \quad \text{în g/cm} \qquad (5)$$

unde :

k este greutatea mesei neechilibrate în g ;
r — raza pe care se găseşte această greutate în cm ;
P — greutatea rotorului în kg ;
n — turaţia de regim în rot/min.

Cu ajutorul acestei formule putem calcula dezechilibrul maxim admisibil. Trebuie să echilibrăm rotorul astfel ca echilibrul remanent, atunci cînd facem, verificarea echilibrării, să fie inferior valorii de mai sus. Practic vom avea relaţia :

$$k \cdot r < 8{,}9 \frac{P}{n^2} \cdot 10^5. \qquad (6)$$

Pentru a uşura calculul momentului dezechilibrant, dăm tabela 1 unde sînt calculate valori momentului pentru turaţiile obişnuite, la greutăţi ale rotorului pînă la 1 000 kg.

Acest fel de a arăta dezechilibrul unui rotor prin momentul dezechilibrant este folosit curent la unele maşini de echilibrat. De exemplu maşina mecanică de echilibrat dinamic B nrath, prin compensarea vibraţiilor produse de dezechilibru cu ajutorul unor vibraţii forţate cunoscute ca mărime şi poziţie, dă valoarea dezechilibrului sub formă de produs în g/cm.

Un alt mod mai simplu de a arăta dezechilibrul se poate deduce din însăşi interpretarea acestuia. In loc de a spune că o masă excentrică faţă de ax dă naştere la o forţă centrifugă, spunem că această masă deplasează centrul de greutate al rotorului şi acesta produce forţa centrifugă, deoarece centrul de greutate se roteşte în jurul axului geometric.

Să calculăm deplasarea admisibilă, pe care o notăm tot r, a centrului de greutate al rotorului faţă de ax geometric în aceiaşi ipoteză de mai sus : forţa centrifugă produsă să nu depăşească un procent din greutatea rotorului.

Scriind această condiţie sub formă de ecuaţie obţinem :

$$0{,}01 \cdot P = \frac{P}{g} \cdot r \cdot \omega^2 \qquad (7)$$

făcînd simplificările şi înlocuirile ca în relaţia (4), obţinem următoarea formulă practică :

$$r = \frac{8\,954}{n^2} \qquad (8)$$

Tabela 1

Greutatea rotorului kg / Turaţia rot/min	Dezechilibrul maxim admisibil în g/cm									
	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000
3000	9,5	19	28,5	38	47,5	57	665	76	855	95
1500	38	76	114	152	190	228	266	304	342	380
1000	89,5	179	268	358	447	537	626	716	805	895
750	152	304	456	608	760	912	1064	1216	1368	1520
600	237,5	475	712	950	1187	1425	1662	1900	2137	2375
500	358	716	1074	1432	1790	2148	2506	2864	3222	3580

unde :

r este raza, adică deplasarea centrului de greutate faţă de axa geometrică în mm ;

n — turaţia de regim în rot/min.

Se observă că această formulă este mai simplă şi expeditivă, ceea ce corespunde necesităţilor de exploatare. Pentru simplificare se poate scrie cu suficientă aproximaţie sub forma :

$$r < \frac{9\,000}{n^2}. \qquad (9)$$

In tabela 2 sînt date cele mai uzuale valori ale acestuia.

Tabela 2

Deplasarea maximă admisibilă a centrului de greutate

Turaţia rot/min	3000	1500	1000	750	600	500
Deplasare mm	0,00099	0,00398	0,00885	0,01592	0,02487	0,03542

Acest mod de a arăta dezechilibrul prin deplasarea centrului de greutate faţă de axul geometric al rotorului — axul de rotaţie — este folosit şi în practică. De exemplu, maşina electrodinamică de echilibrat tip Schenk, indică dezechilibrul sub această formă.

Trebuie observat că datele din tabelele 1 şi 2 se referă la valorile forţei centrifuge în dreptul lagărelor ca şi cum am avea dezechilibrul pur static. Dar maşinile de echilibrat arată totdeauna dezechilibrul în dreptul lagărelor, ceea ce corespunde calculelor de mai sus, fără a fi necesar să luăm în consideraţie lungimea rotorului şi distanţa dintre lagăre.

Ing. I. Raicu

Bibliografie

(1) *** : Manualul inginerului mecanic, vol. III, Editura tehnică, Bucureşti,....

[2] *Dinerman A. P.* : Echilibrarea rotorilor de turbine, Maşchiz, 1946.

INFLUENŢA CALITĂŢII REPARAŢIILOR ASUPRA FACTORULUI DE PUTERE ŞI A RANDAMENTULUI LA MOTOARELE ASINCRONE

S-a constatat că în unele reţele electrice, unde numărul motoarelor reparate este mare, funcţionarea şi exploatarea reţelei a avut de suferit, deoarece la unele din motoarele reparate, factorul de putere şi randamentul sînt necorespunzătoare. Este deci necesar să se cunoască şi să se analizeze din ce cauză multe motoare prezintă după reparaţie, deficienţe în ceea ce priveşte randamentul şi factorul de putere, şi cum pot fi înlăturate aceste deficienţe.

Sînt două categorii de reparaţii a maşinilor asincrone, care n-au nici o influenţă asupra factorului de putere şi a randamentului. In prima categorie intră acele reparaţii care nu se fac asupra părţilor active ale maşinii : fier activ, conductoare, legături, perii, inele, borne şi întrefier şi nici nu le modifică indirect. Numărul lor este mic şi importanţa lor redusă. A doua categorie cuprinde reparaţiile de orice fel care au fost astfel executate încît între maşină înainte de defectare şi după reparaţie nu este o deosebire apreciabilă.

Toate celelalte reparaţii, care modifică în anumită măsură una sau mai multe din părţile active ale maşinii, pot fi de mai multe feluri.

Astfel, sînt dese cazurile cînd personalul, care execută reparaţia pe şantier sau în apropierea lui, nu dispune de unelte de lucru potrivite sau de materiale bune. Aceasta se întîmplă mai cu seamă în cazul motoarelor care au izolaţie superioară (ţesături de fire de sticlă, lacuri din răşini sintetice) şi în cazul motoarelor bobinate cu conductoare profilate. In lipsa izolaţiei corespunzătoare, se foloseşte deobicei bumbac şi prespan. Crestătura este adesea insuficientă pentru acest surplus de volum al izolaţiei, de unde necesitatea de a bobina cu un conductor de secţiune mai mică decît cea originală, sau de a pune mai puţine spire în crestături. Tot astfel se întîmplă şi cînd lipsesc conductoare profilate. Ele trebuie înlocuite prin alte conductoare profilate de secţiune mai mică, sau de secţiune mai mare şi atunci nu mai intră în crestătură numărul necesar de conductoare. Uneori se înlocuesc conductoarele profilate prin fir rotund, care la secţiune egală ocupă mult mai mult loc, deci sau intră un număr mai mic de conductoare în crestătură sau secţiunea este mai mică.

In categoria reparaţiilor făcute greşit pot fi cuprinse următoarele cazuri : *a*) se trimite la reparat numai statorul, sau numai rotorul şi cu bobinajul scos în urma unei încercări nereuşite de rebobinare prin mijloace proprii ; *b*) se demontează bobinajul defect, fără să se însemneze în prealabil datele complete *c*) se însemnează date incomplete sau greşite (de pildă se numără conductorii într-o singură crestătură în cazul unui bobinaj pentru mai multe turaţii) ; *d*) datele luate corect sînt interpretate greşit şi se admit cu uşurinţă schimbări

pentru simplificarea execuţiei, fără să se ţină seama de consecinţe.

Deasemenea se mai pot face şi alte greşeli, ca de pildă: în loc să se înlocuiască lagărele, se strunjeşte rotorul, operaţie care măreşte întrefierul neuniform, deoarece înlăturarea frecării se face fără să se elimine dezaxarea între stator şi rotor, rezultată în urma uzurii lagărului.

Toate aceste reparaţii defectuoase pot cauza una sau mai multe modificări la părţile active ale maşinii:

— izolaţia termică a conductoarelor sau a crestăturii, mărită;

— secţiunea conductoarelor bobinajului micşorată;

— spire mai puţine în bobinajul reparat decît în cel original;

— factor de bobinaj schimbat;

— turaţia motorului scăzută;

— întrefierul mărit;

— maşina asimetrică.

1) *Mărirea izolaţiei termice* a conductoarelor fiind o piedică în degajarea căldurii, încălzirea bobinajului respectiv creşte, mărindu-se astfel rezistenţa ohmică şi în consecinţă cresc pierderile şi scade randamentul. Mărirea rezistenţei măreşte întrucîtva impedanţa maşinii şi prin aceasta îi scade într-o oarecare măsură şi factorul de putere.

2) *Reducerea secţiunii conductoarelor* sporeşte rezistenţa, cu consecinţele arătate în aliniatul precedent. Cantitativ aprecierea efectelor nu poate fi decît cu totul aproximativă. Pentru a lămuri ordinul de mărime în cazul unei maşini medii, creşterea cu 10% a rezistenţei unuia din bobinaje atrage o scădere a randamentului cu circa 2% şi o micşorare a factorului de putere cu maximum 1%.

3) *Scăderea numărului de spire a bobinajului statoric*, cu ocazia rebobinării, are un efect mult mai complex. Creşte fluxul şi curentul de magnetizare. Dînd, ca şi în aliniatul precedent, valori medii cu totul aproximative, putem considera că pentru o scădere cu 5% în numărul spirelor unui bobinaj statoric, va corespunde o mărire cu 5% a fluxului, cu o creştere corespunzătoare (depinzînd de gradul de saturaţie a diferitelor părţi ale fierului activ) de 15 — 25% a forţei magnetomotoare şi deci o mărire de 20 — 30% a curentului de magnetizare. Pe de altă parte, reducerea numărului de spire face să scadă în aceeaşi proporţie rezistenţa bobinajului respectiv, deci cu aproximativ 2,5% rezistenţa totală a maşinii, cu 4% reactanţele, de unde o scădere a impedanţei şi o creştere a curentului de scurtcircuit cu circa 5%. Cele două creşteri, a curentului de magnetizare şi a curentului de scurtcircuit, influenţează în mod contrar factorul de putere. Prima este însă predominantă şi rezultă o importantă scădere a factorului de putere de 15 — 35%. Randamentul ar putea să fie ameliorat prin scăderea rezistenţei, dar creşterea curentului absorbit, mai mare pentru aceeaşi sarcină din cauza factorului de putere slab, o anulează şi măreşte pierderile în cupru. Pierderile în fier sînt şi ele mărite odată cu mărirea fluxului. Deci randamentul scade, însă mai puţin decît factorul de putere.

Scăderea numărului de spire la bobinajul rotoric al motoarelor asincrone cu inele de contact, are mai mică importanţă. La o scădere a numărului de spire cu 5% tensiunea între inele va scădea cu 5% iar curentul în bobinajul rotoric va creşte cu 5%. Din cauza raportului între spirele stator-rotor, impedanţa maşinii se va mări cu 2 — 3% cu urmările descrise în aliniatele de mai sus. Aceasta va avea o influenţă mai mică asupra factorului de putere şi va produce o scădere mai mare a randamentului, ca urmare în special a încălzirii rotorului.

4) *Schimbarea factorului de bobinaj*, prin nerespectarea pasului, are o influenţă mică de circa ± 1% asupra factorului de putere şi asupra randamentului.

5) *Modificarea turaţiei* în urma unei rebobinări greşite, are ca prim efect modificarea ventilaţiei. In cele mai multe cazuri, noua turaţie este inferioară celei iniţiale. De pildă: un motor de 1 000 rot/min, cu 24 crestături (11/3 crestături pe pol şi fază), a fost, din nepricepere, bobinat pentru 1 500 rot/min (2 crestături pe pol şi fază); a rezultat astfel o viteză mai mică, de 800 rot/min la sarcina nominală. Scăderea turaţiei, deci a ventilaţiei, duce la încălzirea maşinii şi prin aceasta la creşterea rezistenţelor cu urmările arătate la aliniatul 1. Schimbarea turaţiei, prin modificarea bobinajului, este însoţită deseori de schimbarea cel puţin a numărului de căi în paralel şi deci şi a secţiunii conductoarelor rezultante sau a numărului de spire în serie pe fază, cu toate urmările arătate mai sus.

6) *Mărirea întrefierului*, pentru a evita frecarea rotorului de stator în urma uzurii lagărelor, sau pentru a înlătura urmele vreunui accident, are ca efect mărirea corespunzătoare a f.m.m. necesară pentru trecerea fluxului prin întrefier. Prin aceasta se măreşte f.m.m. totală, deci curentul de magnetizare, iar creşterii curentului de magnetizare îi corespunde o importantă scădere a factorului de putere.

Influenţa schimbării întrefierului în limite normale, are asupra coeficienţilor de dispersiune, un efect mic care se poate neglija.

7) *Disimetria* provenită din întrefier, dacă nu este exagerată, nu duce la efecte importante. In schimb disimetria bobinajului, provenită din refacerea numai parţială a bobinajului iniţial, poate da rezultate cît de proaste. Din cauza disimetriei încărcarea fazelor va fi inegală. Se produc componente inverse care măresc pierderile suplimentare; se nasc curenţi de circulaţie care măresc încălzirea; rezultă o scădere importantă a randamentului. Efectele disimetriei: încălzirea, scăderea cuplului, sgomotul — se pot observa şi constata imediat aşa că motorul nu va fi pus în exploatare, ci se va retrimite în atelier pentru reparare.

Măsurile necesare pentru înlăturarea modificării părţilor active ale maşinilor, se pot împărţi în două : cele care duc la reparaţii bune şi cele care evită reparaţiile în condiţii grele.

Măsurile din prima categorie constituie în esenţă probleme de organizare : în primul rînd, reparaţia trebuie să fie făcută de către specialişti sub conducerea unei persoane competente ; în al doilea rînd, să se dea personalului materiale şi unelte potrivite. Pentru executarea reparaţiei în bune condiţiuni, se vor respecta următoarele reguli :

— Se va da atenţia cuvenită datelor însemnate pe plăcuţa maşinii.

— Se va constata dacă maşina a mai fost reparată. Deoarece aceeaşi maşină poate veni în reparaţie de mai multe ori la acelaşi atelier, este bine să se păstreze o evidenţă a reparaţiilor executate.

— Inainte de a trece la demontare, se vor nota toate datele necesare pentru o completă cunoaştere a bobinajului de reparat.

— Se va evita repararea parţială a unui bobinaj, mai cu seamă cînd materialele disponibile nu sînt identice cu cele care se află pe maşină.

— Se vor respecta cît mai minuţios condiţiile de izolaţie, impregnare şi acoperire.

Măsurile din a două categorie revin proiectanţilor. Ei vor avea grijă ca :

— Crestăturile să fie larg dimensionate, pentruca rebobinarea să se poată executa uşor. O foarte bună soluţie, aplicată la maşinile sovietice, este pana groasă. Ea fixează foarte bine bobinajul şi rezervă un spaţiu în caz de reparaţie. Pana are de obicei 4 mm grosime şi la nevoie poate fi înlocuită cu o pană de 2 mm grosime, lăsînd un spaţiu, pînă la 2 mm în înălţime, disponibil pentru conductori de secţiune mai mare sau pentru o izolaţie mai voluminoasă.

— Bobinajul să poată fi executat cît mai uşor. Documentaţia sovietică, prevede în cazul bobinării cu fire, conductoare cu diametru mic, în paralel, iar în cazul conductoarelor profilat, bobine cu laturile rigide care pot fi aşezate şi scoase din crestături cu aceeaşi uşurinţă ca şi barele masive.

Ing. H. Aslan şi ing. A. Berberian

DISPOZITIV PENTRU MONTAREA ŞI DEMONTAREA ROTORILOR LA MAŞINILE ELECTRICE

La montarea şi demontarea rotorilor de greutate mare, cu ocazia reparaţiilor sau reviziilor periodice la maşinile electrice, se folosesc de obicei pîrghii, adaosuri, suporţi, etc., care, în adară de faptul că nu corespunde unor condiţii optime de lucru, pot provoca deteriorarea bobinajului şi a izolaţiei rotorului.

Folosirea unei macarale foarte simple elimină neajunsurile arătate.

Macaraua se compune dintr-un suport S, care susţine un capăt al pîrghiei B. Celălalt capăt al pîrghiei se introduce în ochiul de prindere a maşinii electrice O. Pe această pîrghie se rostogolesc trei role r_1, r_2 r_3. Cu ajutorul a două eclise mici, rolele sînt fixate de cîte o mufă de tensiune m_1, m_2, m_3 de care sînt legate cablu-

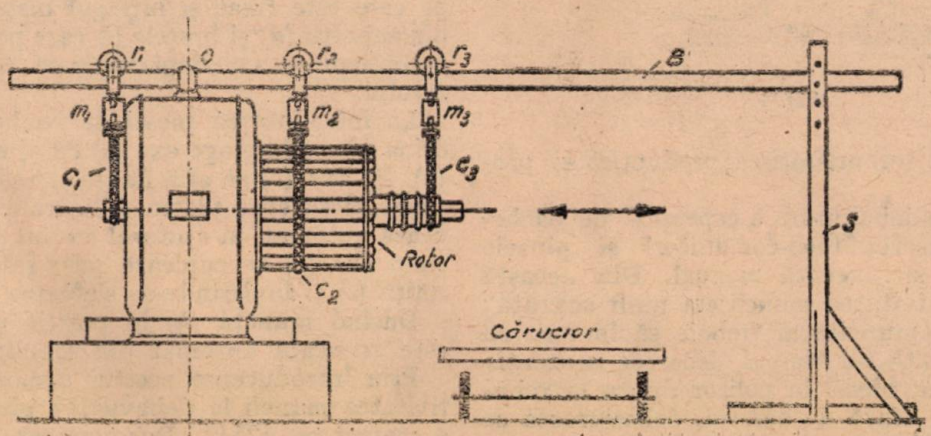


Fig. 1

rile de prindere a rotorului c_1, c_2, c_3. Cu ajutorul mufelor de tensiune m_1, m_2, m_3, formate dintr-o piuliţă şi două şuruburi cu filet stîng şi drept, se poate obţine o ridicare mică a rotorului.

După demontarea capacelor laterale, rotorul se prinde cu ajutorul cablurilor c_1, c_3, se ridică puţin în sus şi se scoate în afară pînă cînd cablul c_1 atinge corpul maşinii electrice. Cu ajutorul

unui cablu mai lung *cj* se prinde corpul rotorului la mijloc, scoţîndu-l în e½terior pentru revizie, sau pentru a fi aşezat pe un cărucior în caz de transportare.

Dimensiunile macaralei se iau în raport cu greutatea rotorului. Suportul *S* se confecţionează din fier profilat, iar pîrghia *B*, care trebuie să fie rezistentă la încovoiere, poate fi făcută din fier *I*, o şină de cale ferată, etc. Dacă pîrghia *B* nu intră în ochiul *O*, aceasta se poate demonta şi înlocui cu o piesă-suport. Pîrghia *B* se poate monta pe suportul *S* la o înălţime convenabilă, pentru ca rotorul să se deplaseze în timpul scoaterii pe o direcţie orizontală.

Ing. V. Climov

DISPOZITIV PENTRU DEBAVURAREA PIESELOR ROTUNDE DE BACHELITĂ

Introducerea micii mecanizări are avantajul că, fără cheltuieli mari de investiţii, duce imediat la uşurarea şi economisirea muncii şi la per-

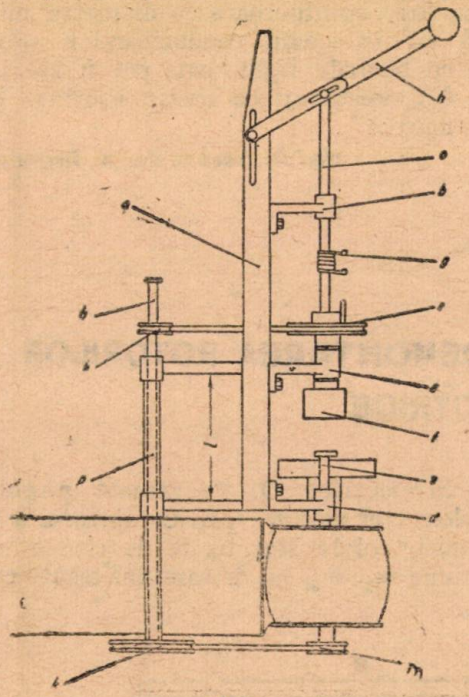


Fig. 1

fecţionarea şi îmbunătăţirea producţiei şi produselor.

Operaţia de debavurare a capetelor de bachelită de la întrerupătorii-comutatori şi pînzele de tencuială se execută manual. Din această cauză productivitatea muncii era mult scăzută; de asemenea, muncitorul trebuie să lucreze cu atenţie încordată tot timpul, deoarece neatenţia în manipularea piesei la polizor ducea la rebutarea ei şi, în afară de aceasta, debavurarea se făcea mai totdeauna neuniform.

Pentru eliminarea acestor neajunsuri, s-a construit un dispozitiv mecanic, care adaptat la polizor, realizează mecanizarea operaţiei.

Dispozitivul este alcătuit astfel:

Pe un suport (*a*) din fier *U* sînt fixate cu şuruburi lagărele (*b*), (*c*), (*d*). Lagărele (*b*) şi (*c*) se pot deplasa axial după dimensiunea piesei care se introduce în mandrina (*f*).

In lagărul (*c*) se roteşte un ax ce are montată roata (*e*) care este antrenată printr-o curea de roata (*i*). Roata (*i*) aşezată pe axul (*n*) poate să se deplaseze axial, fiind antrenată de o pană. Pe capătul opus al axului se află fixată roata (*k*) antrenată printr-o curea rotundă de un motor electric.

Turaţia motorului este de 2 800 rot/min iar turaţia roţii (e) este de 400 rot/min.

Axul (*n*) trece prin tubul (*p*) învîrtindu-se pe nişte rulmenţi cu bile. Suportul (*a*) se sprijină pe tubul (*p*) prin două braţe (e) care sînt fixate pe suport şi pe ţeavă.

Capătul manetei (h) este fixat cu ajutorul unor şuruburi pe suportul (*a*) şi poate fi deplasat orizontal. Pe axul (*c*) este aşezat un re reortspiral (*g*) care se poate deplasa pe ax. La înaintarea axului, acesta se cuplează cu rotiţa (*e*).

In lagărul (*d*) se află axul (*x*) care este împins de un resort către mandrina (*f*).

Tubul (*p*) trece prin postamentul polizorului pe care este fixat şi întregul dispozitiv format din suporţii (*a*) şi braţele (*l*) care pot fi înclinate, apropiindu-se sau depărtîndu-se de piatra polizorului.

La introducerea piesei de bachelită în mandrina (*f*), se împinge axa (*o*) cu ajutorul manetei (*h*). Pe axa (*o*) se află fixată mandrina care împinge piesa spre piatra polizorului. Piesa se fixează automat cu ajutorul axului (*x*). In acelaşi timp axa (*o*) se cuplează prin resortul (*g*) cu rotiţa (*e*) şi învîrtindu-se şleiueşte piesa.

Ducînd maneta (*h*) în poziţia iniţială, piesa este aruncată automat din mandrină.

Prin introducerea acestui dispozitiv, productivitatea muncii la debavuarea pieselor rotunde a crescut cu 125%. Debavurarea se face acum uniform şi la cote egale, rebuturile fiind înlăturate complet, iar munca este mult uşurată, deoarece se face manual numai introducerea capacului în mandrină şi mînuirea manetei.

E. Tănase

METODICĂ ELEMENTARĂ DE CALCUL A CIRCUITELOR ELECTRICE ŞI MAGNETICE NELINIARE

Calculul circuitelor magnetice şi electrice complicate, întîmpină greutăţi importante. Au fost date o serie de metode însă toate acestea se refereau numai la un circuit cu unul sau două elemente neliniare. Cele mai multe dau numai teoria generală a calculului fără exemple. Aceste metode sînt rar folosite întrucît ele necesită construcţii şi calcule complicate şi obositoare.

Autorul a elaborat şi recomandă o metodă prin care se pot rezolva uşor problemele ce se ivesc în calculul unor circuite neliniare şi în special, poate fi folosită la calculul unor scheme complicate cu 4 noduri şi pînă la 6 elemente neliniare.

În această metodă se dă o valoare oarecare unui nod şi se calculează valoarea celui de al doilea. Se dă o nouă valoare primului şi se află valoarea corespunzătoare celui de al doilea. Se repetă operaţia de mai multe ori şi se construieşte o curbă. În calculul acesta nodul se rezolvă folosindu-se valorile care se apropie în sensul rotirii acelui de ceasornic. Se repetă calculul venindu-se în sensul contrar şi astfel se capătă o nouă curbă care, bineînţeles, nu este asemănătoare cu prima dar care intersectează prima într-un punct care este rezolvarea, adică valoarea nodului ce se calculează. Operaţia se face repede, aproape mecanic iar orice greşeală sau inexactitate în calcul apare imediat din grafic. Construirea curbelor se face în paralel, calculîndu-se potenţialul nodului căutat, venind dinspre stînga şi dinspre dreapta.

În articol autorul arată cum poate fi folosită metoda recomandată de el la rezolvarea unor serii de scheme tipice. Sînt date următoarele scheme:

1. Circuit electric sau magnetic cu două noduri şi trei elemente neliniare.
2. Schemă cu 4 noduri în serie-paralel şi 6 elemente neliniare.
3. Punte cu 4 ramuri şi cu 2 elemente neliniare.
4. Punte simetrică cu cîte 2 perechi de elemente neliniare (egale) aflate în ramuri opuse.
5. Punte cu două noduri de potenţial şi 5 elemente neliniare.
6. Punte cu 6 elemente neliniare.
7. Schemă liniară complicată cu două elemente neliniare.
8. Schemă liniară complicată cu trei elemente neliniare.

În anexă se dau două exemple numerice.

(Din „*Electrices'vo*", nr. 2/1954, de candidat în ştiinţe tehnice O. M. Bogatîrev),

TRANSFORMATOR DE MĂSURĂ PENTRU CURENT CONTINUU

În cazurile măsurării unor curenţi şi tensiuni continui relativ mari, se întîlnesc piedici însemnate, pînă acum încă nerezolvate, în mod satisfăcător. În particular, schemele de măsură ale curenţilor mari cu ajutorul şunturilor sînt foarte complicate, costisitoare şi cer izolarea reţeleii de măsurări de reţeaua de înaltă tensiune.

În prezent, pentru măsurarea curentului şi tensiunii continue, atît în instalaţiile de joasă tensiune cît şi în cele de

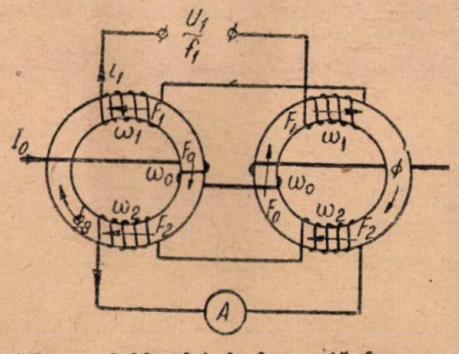


Fig. 1. Schema dublorului de frecvenţă feromagnetic în regim de scurtcircuit.

înaltă tensiune se tinde către folosirea transformatorilor de măsură pentru curent continuu. Unei astfel de scheme i se impune condiţia ca nu numai să măsoare curentul şi tensiunea (continue) ci şi să reflecte forma curbelor acestor mărimi în reţeaua de protecţie şi de reglare. Aceste condiţii nu sînt rezolvate în mod satisfăcător de către transformatorul de măsură pentru curent continuu în ceea ce priveşte măsurarea tensiunii.

De aceea autorii recomandă folosirea în aceste măsurători a dublorului de frecvenţă feromagnetic în regim de scurtcircuit.

Se analizează schema de mai sus şi apoi se arată cum lucrează dublorul de frecvenţă sub sarcină. Transformatorul de tensiune continuu folosit pînă acum nu permite măsurători

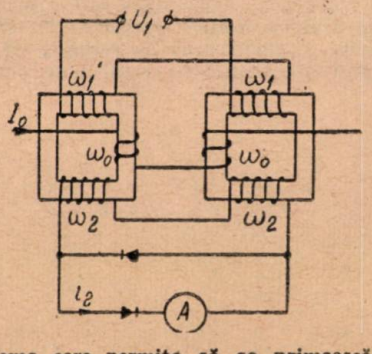


Fig. 2. Schema care permite să se primească în circuitul secundar un curent care reflectă forma curbei curentului ce este măsurat.

exacte deoarece el nu reflectă în circuitul secundar forma curbei tensiunii ce măsoară curentul secundar depinzînd puternic de oscilaţiile amplitudini tensiunii alternative ajutătoare iar relaţia dintre tensiunea ce se măsoară şi curentul secundar este mult deviată faţă de relaţia liniară.

Autorul recomandă o schemă simplă, cu redresori, care permite să se capete în circuitul secundar un curent care reflectă forma curbei curentului sau tensiunii măsurate.

În concluzie se arată că este raţional să se construiască un transformator de măsură a curentului sau tensiunii continui pe principiul dublorului de frecvenţă care să lucreze într-un regim apropiat de regimul în scurtcircuit.

Proprietăţile favorabile, costul relativ redus şi siguranţa în exploatare permit să se spună, afirmă autorii, că o astfel de construcţie trebuie să-şi găsească întrebuinţarea pentru măsurarea curentului şi a tensiunii, în special în reţelele de alimentare cu curent continuu de înaltă tensiune.

(Din *„Electricestvo"*, nr. 2/1954 de candidat în ştiinţe tehnice I. A. Zaiţev şi ing. A. V. Calaev).

CONDIŢIILE POTENŢIALE LA COLECTOR ALE MOTORULUI DE TRACŢIUNE DE INALTĂ TENSIUNE ŞI CALEA PENTRU IMBUNĂTĂŢIREA LOR

Autorul arată că motoarele de tracţiune au condiţii grele de lucru iar construcţia acestor maşini este legată de mari greutăţi datorite diametrului relativ mic al roţii vagonului (1055 m) şi a gabaritului boghiului care permite o distanţă între axul motorului şi cel al osiei (centrala) de 445 mm. Acesta limitează diametrul indusului la 440 mm şi al colectorului la 380 mm, diametrul care permite numai 301 lamele la colector, ceea ce corespunde unei tensiuni medii între lamele de 22 V.

Este ştiut că la motoarele de acest tip se produce relativ des fenomenul „inel de foc", datorită condiţiilor grele de lucru şi de execuţie, care înrăutăţesc comutaţia.

Se cunosc două cauze care duc la apariţia „inelului de foc" :

1) ca rezultat al „ţîşnirii" de scîntei sub perie, urmare a unor fenomene de natură electromagnetică sau mecanică şi care în condiţii defavorabile trec în „inel de foc" şi

2) datorită prăfuirii întîmplătoare a spaţiului izolator între lamele cu praf de cărbune sau cu alte particule praf care acţionează ca o punte între lamele şi care se aprinde uşor trecînd în „inel de foc".

Se presupun condiţiile potenţiale la colector fiind caracterizate prin următorii parametri :

a) valoarea maximă a tensiunii între lamele ;

b) valoarea maximă a tensiunii corespunzătoare unui centimetru liniar de pe colector.

În consecinţă se dau cîteva valori matematice pentru aceşti parametri. Din analiza făcută de autor, reiese o valoare admisibilă, confirmată şi de rezultatele unei exploatări îndelungate a motoarelor, de maximum 50 V pentru tensiunea între lamele şi de 115 V pentru tensiunea corespunzătoare unui centimetru liniar de colector.

Datorită condiţiilor grele de lucru şi a gabaritului său motorului de tracţiune lucrează la condiţiile maxime admisibile, arătate mai sus. Acest lucru cere o îngrijire atentă, o tensiune în firul de contact permanent constantă, o cale bine întreţinută, condiţii greu de realizat, iar pentru vagoanele motor (tren interurban) condiţiile de comutaţie aflate la limită, îngreunează mult folosirea frînei electrice (reostatice sau recuperative).

Avînd în vedere aceste greutăţi autorul recomandă un nou tip de motor ee tracţiune, proiectat de el şi în care condiţiile de comutaţie sînt mult mai bune. Se dă descrierea

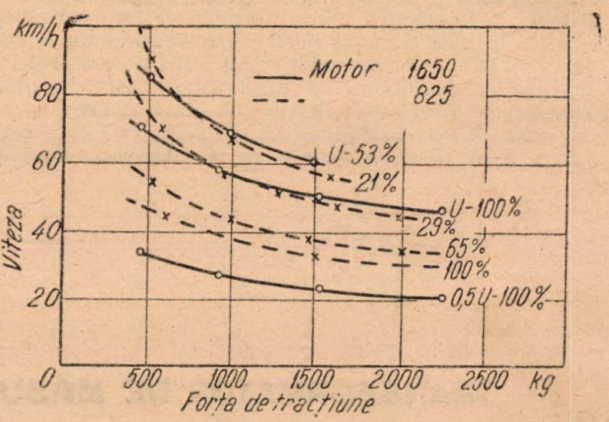


Fig. 1. Caracteristicile motorului construit de autor.

acestui nou motor şi se arată părţile pozitive şi negative faţă de motorul vechi de tracţiune.

Pe baza unei experimentări de doi ani a acestui tip de motor nou, autorul afirmă că acest motor, care are o tensiune de 825 V faţă de 1650 V cît au vechile motoare de tracţiune, are comutaţia mult mai bună iar faptul că motorul analizat permite o mare slăbire a cîmpului magnetic are o repercursiune favorabilă în folosirea deplină a puterii motorului la viteze mari.

(Din *„Electricestvo"*, nr. 1/1954 de ing. A. B. Joffe).

CONSFĂTUIRE ASUPRA DESCOPERIRII ŞI FOLOSIRII REZERVELOR INTERNE

În ziua de 3 octombrie 1954 a avut loc la sediul filialei regionale A.S.I.T. Bucureşti, consfătuirea organizată de Secţia de Electricitate cu tema: „Descoperirea şi folosirea rezervelor interne din întreprinderile electrotehnice", la care au participat 120 ingineri, tehnicieni şi fruntaşi în întrecerea socialistă de la întreprinderile electrotehnice din capitală.

Consfătuirea a fost condusă de tov. ing. Niculescu Dumitru, locţiitor al Ministrului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice.

Au fost prezentate următoarele referate:

1. Descoperirea şi folosirea rezervelor interne (referat introductiv) ţinut de ing. Cerveny Iuliu din cercul A.S.I.T. M.E.E.I.E.

2. Buna organizare şi aprovizionare a locurilor de muncă, întocmit de cercurile A.S.I.T. Electrocablul şi Electrotehnica, ţinut de ing. Teodorescu Gh. din cercul A.S.I.T. Electrocablul.

3. Folosirea maximală a utilajului şi a timpului de lucru ţinut de ing. Stănescu C. din cercul A.S.I.T. Electromagnetica.

4. Utilizarea raţională a materialelor în fabricarea produselor electrotehnice, întocmit de cercurile A.S.I.T. Electroizolantul şi Electromontaj Întreprinderea nr. 1, ţinut de ing. Nedescu I., din cercul A.S.I.T. Electroizolantul.

5. Utilizarea deşeurilor, ţinut de ing. Panaitescu Edmond, din cercul A.S.I.T. Electroaparataj.

S-au cerut unele lămuriri suplimentare prin întrebările ce au fost puse după prezentarea fiecărui referat.

La discuţii au participat numeroşi tovarăşi care au scos la iveală noi şi numeroase metode pentru valorificarea rezervelor interne din întreprinderi.

Tov. prof. C. Budeanu a arătat că pentru aprofundarea acestei probleme este necesar să fie studiată pe compartimente bine definite, cum ar fi:

— problema generală a consumului, adică a cunoaşterii consumului şi a organizării acestuia;

— compartimentul materiilor prime şi al materialelor necesare diferitelor categorii de industrii;

— compartimentul producţiei, adică succesiunea şi realizarea în condiţii optime a tuturor operaţiilor, cauzelor care stînjenesc o bună producţie, localizarea şi reducerea lor treptată pînă la anihilare.

— compartimentul operaţiilor administrative, care trebuie astfel organizate ca să ducă la îmbunătăţirea producţiei.

Exemplificînd această compartimentare în problema electrificării agricole din R.P.R., tov. prof. C. Budeanu a arătat că problema consumului nu este suficient cunoscută; în aceeaşi situaţie se află receptorii necesari agriculturii, ale căror caracteristici şi posibilităţi nu au fost precis determinate etc.

Tov. ing. Panaitescu Edmond din cercul A.S.I.T. Electroaparataj a scos în evidenţă faptul că nefolosirea justă a unor rezerve interne se datoreşte adesa lipsei de colaborare între serviciile tehnice şi serviciul producţiei în ceea ce priveşte executarea prototipurilor şi a seriei O, pentru unele produse, pe utilajele producţiei.

De asemenea a accentuat că nu se pune un preţ deosebit pe calificarea personalului şi folosirea raţională a utilajelor, care constituie importante rezerve în toate întreprinderile.

Tov. ing. Cerveny Iuliu din M.E.E.I.E. a scos în evidenţă necesitatea cunoaşterii de către ingineri şi tehnicieni a problemelor economice legate de valorificarea rezervelor interne.

Tov. ing. Nicolae Nicolae, director general în M.E.E.I.E. a subliniat că descoperirea şi folosirea raţională a rezervelor interne duce la organizarea ritmică a producţiei printr-o bună aprovizionare a locurilor de muncă şi folosirea integrală a celor 8 ore de lucru.

Experienţa făcută la întreprinderea Electrobanat, prin măsurile ce au fost luate, a demonstrat că planul de producţie poate fi îndeplinit zilnic.

Deci o primă rezervă internă este o corectă aprovizionare a procesului de producţie şi o bună organizare a procesului de producţie.

Alte rezerve interne asupra cărora trebuie să insiste conducerile întreprinderilor, o constituie realizarea capacităţii necesare în forţe de muncă şi calificarea acestora cu sprijinul cercurilor A.S.I.T. şi a metodelor preconizate în literatura tehnică sovietică.

O altă rezervă importantă o constituie utilizarea intensivă şi extensivă a utilajului, în special la fabricarea şuruburilor, cum este cazul la întrepr. Radiopopular.

Tov. ing. Nicolae Nicolae a scos în evidenţă că o sarcină importantă a cercurilor A.S.I.T. este aceea de a organiza şedinţe de informare tehnică în care inginerii şi tehnicienii să fie puşi la curent cu noutăţile din literatura tehnică de specialitate din U.R.S.S. şi ţările de democraţie puopulară, care vor avea o influenţă foarte importantă asupra producţiei întreprinderilor.

În încheiere tov. ing. Niculescu Dumitru, locţiitor al Ministrului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice a solicitat ca pentru întregul activ de ingineri şi tehnicieni din întreprineri problema rezervelor interne să constituie o preocupare permanentă. În această problemă nu trebuie lucrat la întîmplare ci în mod ştiinţific şi ordonat, întemeiat pe un studiu care se bazează pe fehomenele economice, deoarece rezervele interne nu sînt altceva decît acele posibilităţi ce zac în fondurile fixe puse la dispoziţia întreprinderilor şi în mijloacele circulante.

Prin proiectul de rezoluţie s-au trasat sarcini concrete cercurilor A.S.I.T. în această problemă.

REZOLUŢIA

I. Inginerii ,tehnicienii, fruntaşii în întrecerea socialistă şi în producţie din sectorul electrotehnic al Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice, întruniţi în cadrul consfătuirii organizate de Secţia de Electricitate din Filiala Regională A.S.I.T. Bucureşti, în ziua de 3 octombrie 1954, au dezbătut problema descoperirii şi folosirii rezervelor interne din întreprinderi, pîrghia hotărîtoare pentru creşterea productivităţii muncii, pentru creşterea rapidă a producţiei bunurilor de toate categoriile, necesare ridicării continue a nivelului de trai al celor ce muncesc, pentru dezvoltarea industriei şi agriculturii.

Alături de toţi ceilalţi oameni ai muncii care luptă cu forţe mereu sporite pentru construirea socialismului în patria noastră, muncitorii, tehnicienii şi inginerii dela întreprinderile şi instituţiile electrotehnice din Bucureşti muncesc cu tot mai multă rîvnă şi au obţinut unele succese în acţiunea de descoperire, folosire şi valorificare a rezervelor interne, care constituie izvorul nesecat pentru creşterea productivităţii muncii şi reducerea preţului de cost.

Astfel, în majoritatea întreprinderilor, s-au organizat încă dela începutul anului, secţii producătoare de bunuri de larg consum electrotehnice şi metalice, pe baza folosirii deşeurilor din fabricaţie.

În cîteva întreprinderi s-a reuşit înlocuirea materiei prime din import, cu materiale fabricate în ţară, cum sînt hîrtiile electrotehnice, uleiuri de terebentină, solvenţi, ţesături textile, etc.

Prin iniţiativa unor inovatori s-au realizat modificări importante ale maşinilor unelte, în scopul ridicării productivităţii şi mai ales a gradului de precizie.

II. Cu toate aceste cîteva succese obţinute, în întreprinderi, pentru descoperirea şi folosirea rezervelor interne, se constată că această problemă a fost o preocupare sporadică şi insuficient coordonată şi adîncită.

Totodată se constată că majoritatea întreprinderilor au pus accentul pe realizarea planului de producţie, neglijînd aspectele principale tehnice şi economice ale mobilizării rezervelor interne.

Această deficienţă a contribuit, în parte la nerealizarea planurilor de producţie, neîndeplinirea sarcinilor de reducere a preţului de cost şi neîndeplnirea corespunzătoare a măririi productivităţii muncii.

De asemenea se constată ca o lipsă importantă în mobilizarea rezervelor interne, munca insuficientă ce s-a dus în legătură cu determinarea şi introducerea normelor tehnice referitoare la norme de lucru, de folosire a utilajelor, etc.

În problema ridicării nivelului tehnico-profesional al cadrelor, tehnice şi muncitoreşti, care constituie un mijloc important pentru perfecţionarea tehnicii şi prin aceasta duce la mobilizarea rezervelor interne, nu s-a activat suficient în majoritatea întreprinderilor.

Metodele avansate de lucru şi iniţiativele fruntaşilor în întrecerea socialistă nu au fost extinse în măsura posibilităţilor din întreprinderi şi nu a existat perseverenţă în menţinerea lor.

Aceste deficienţe se datoresc în mare măsură şi cercurilor A.S.I.T. din întreprinderi care nu au sezisat şi înţeles suficient importanţa covîrşitoare a acestei acţiuni, sau au tratat-o unilateral şi neorganizat.

III. În urma dezbaterilor ce au avut loc, consfătuirea stabileşte :

1. Cercurile A.S.I.T. din întreprinderile şi instituţiile din ramura electrotehnică trebuie să-şi intensifice munca pentru descoperirea şi folosirea rezervelor interne, printr-o activitate organizată, coordonată şi susţinută.

În această muncă trebue atrase conducerile întreprinderilor şi marea masă a muncitorilor, tehnicienilor şi inginerilor.

2. Cercurile A.S.I.T. vor elabora un plan concret de muncă pentru ridicarea nivelului profesional al muncitorilor şi tehnicienilor, în care să fie cuprinse şi noţiunile de bază din problemele economice, pe care îl vor supune conducerilor întreprinderilor şi vor sprijini realizările lui.

3. Cercurile A.S.I.T. vor organiza consfătuiri în cadrul cărora se vor analiza toate fondurile puse la dispoziţia întreprinderilor, căutînd să scoată în evidenţă în special acele capitole care ascund rezerve importante şi ca urmare să determine un plan de acţiune pentru mobilizarea lor.

4. Cercurile A.S.I.T. vor populariza intens prin toate mijloacele scopul acţiunii de mobilizare a rezervelor interne, pentru a crea condiţii de identificare a diferitelor rezerve interne din partea maselor largi.

Aceste iniţiative vor fi înscrise în planul de acţiune general sprijinind şi urmărind realizarea lor în practică.

5. Se recomandă cercurilor A.S.I.T. să întocmească un studiu asupra utilizării raţionale a suprafeţelor de producţie. utilizării intensive şi extensive a utilajelor, care completat cu un plan de măsuri tehnico-organizatorice va fi prezentat conducerilor întreprinderilor.

6. Cercurile A.S.I.T. colaborînd cu serviciile tehnice din întreprinderi, vor căuta să ducă o acţiune susţinută pentru reducerea consumurilor specifice ,pentru lichidarea supranormativelor — prin folosirea raţională în întreprinderile proprii sau prin colaborare cu alte întreprinderi.

7. Se recomandă cercurilor A.S.I.T. să supună unei analize temeinice componenţa preţului de cost al produselor şi să scoată cît mai multe posibilităţi de reducere al acestuia, iar după identificare să propună conducerii măsurile practice preconizate pentru produsele existente.

8. Cercurile A.S.I.T. vor organiza în fiecare secţie locuri de muncă model, pe care le vor populariza prin toate mijloacele cu scopul de perfecţionare şi extindere.

9. Cercurile A.S.I.T. vor sprijini şi mai intens acţiunile inovatorilor şi raţionalizatorilor, astfel ca să cuprindă mase tot mai largi ale oamenilor muncii, iar la punerea lor în aplicare să scoată în evidenţă legătura acestora cu folosirea rezervelor interne. Aceasta se va putea realiza şi prin prezentarea în faţa inginerilor, tehnicienilor şi inovatorilor a ultimelor noutăţi tehnice din domeniul respectiv de producţie.

10. Se recomandă M.E.E.I.E. ca organele respective din minister să studieze în detaliu metodele şi propunerile cuprinse în referatele prezentate, cît şi cele rezultate din discuţii, să ia măsuri pentru sintetizarea lor sub forma unor instrucţiuni sau broşuri, care să fie trimise întreprinderilor pentru studiu şi aplicare.

În paralel să se ia măsuri pentru completarea lipsurilor materiale care influenţează defavorabil acţiunea de descoperire şi folosire a rezervelor interne din întreprinderi.

11. Secţia de Electricitate din cadrul Filialei Regionale A.S.I.T. Bucureşti are sarcina de a difuza sarcinile şi recomandările cuprinse în această rezoluţie tuturor cercurilor A.S.I.T. şi institutelor interesate şi de a urmări realizarea lor.

Cercurile A.S.I.T. vor prevedea în planurile de muncă sarcinile ce le revin şi metodele de a le duce la îndeplinire, solicitînd sprijinul conducerii întreprinderilor a organelor sindicale şi întregii mase de muncitori, tehnicieni şi ingineri, cu care se va prelucra prezenta rezoluţie.

TABLA DE MATERII PE ANUL 1954 A REVISTEI „ELECTROTEHNICA"

Andronescu P.: Calcule de aproximaţie în fenomene fero-magnetice şi analiză Fourier (pag. 41)

Antoniu I. S.: Calculul operaţional şi aplicaţiile lui în electrotehnică (pag. 163)

Bălă C.: Regimul de lucru în curent alternativ a unei bobine saturate (pag. 81)

Bălănescu E.: Dispozitiv pentru executarea bobinajului echipotenţial la subansamblul rotor al generatorului de 1 250 A (pag. 225)

Bunea V.: Asupra articolului „Determinarea experimentală a inductanţelor de scăpări folosind o metodă de opoziţie" (pag. 154)

Bunea V.: Maşini electrice cu rotor conic (pag. 172)

Centea O. şi *Novac I.:* Influenţa momentelor asincrone parazite, datorite armonicilor superioare, asupra momentului maşinii asincrone trifazate în colivie (pag. 48)

Cerniavski F. I.: Terminologia electrotehnicii teoretice (pag. 113)

Corodeanu I.: Tracţiunea electrică feroviară în curent monofazat de frecvenţă normală (pag. 4)

Costea G.: Observaţii cu privire la „Manualul de radiotehnică" de sub redacţia Ing. B. A. Smirenin (pag. 231)

Cruceru C. şi *Costea Gh.:* Cabluri de radiofrecvenţă coaxiale (pag. 69)

Duma M.: Automatica şi telemecanica (pag. 98)

Gîrlaşu St.: Repartizarea puterilor în etajele finale ale unui emiţător modulat pe placă (pag. 205)

Grosu St.: Schimburi de energie între sarcinile electrice în mişcare (pag. 78)

Grosu St.: Probleme în legătură cu construcţia transformatorilor de mare putere (pag. 121)

Gruşevski B. V.: Terminologia electrotehnicii teoretice (pag. 110)

Helgiu I. V.: Din proprietăţile şi aplicaţiile semiconductorilor: triodele cu cristal (pag. 141)

Jerebţov I. P.: Terminologia electrotehnicii teoretice (pag. 112)

Katz E.: Recenzia lucrării „Manual de radiotehnică" sub redacţia ing. B. A. Smirenin (pag. 230)

Kiazim-Zade Z. I.: Terminologia electrotehnicii teoretice (pag. 113)

Leimdörfer A.: Contacte de fontă (pag. 225)

Liuba V.: Izoperlonul — o nouă izolaţie pentru sîrmele cu bobinaj din aluminiu (pag. 102)

Mehedinţi D.: Perii de cărbune pentru maşini electrice (pag. 181)

Mînjineanu M.: Metode simplificate de calcul al echilibrorilor pentru circuite amplificate (pag. 209)

Moisil G.: Apărarea reţelelor subterane de cable şi canalizaţii metalice împotriva coroziunii prin curenţi de dispersie (pag. 18)

Nicolau Edm.: Recenzia lucrării: Lopuhin M. V., Producerea oscilaţiilor şi undelor electromagnetice prin flux de electroni (pag. 40)

Nicolau Edm.: Alegerea frecvenţei de lucru pentru a stabili o radiolegătură (pag. 57)

Nicolau Edm.: Recenzia lucrării: „Culegere de studii ştiinţifice relative la telecomunicaţiile cu fir" (pag. 119)

Nicolau Edm.: Recenzia lucrării: Prof. ing. Groszkowski la. „Generarea oscilaţiilor de înaltă frecvenţă şi stabilitatea frecvenţii" (pag. 119)

Nicolau Edm.: Particularităţile propagării undelor foarte scurte (pag. 131)

Nicolau Edm.: Analizorul diferenţial electronic (pag. 223)

Niculescu D.: Industria electrotehnică din ţara noastră aplică cu succes marele ajutor tehnic dat de U.R.S.S. (pag. 159)

Novac I. şi *Centea O.:* Influenţa momentelor asincrone parazite datorite armonicilor superioare, asupra momentului maşinii asincrone trifazate în colivie (pag. 48)

Novac I.: Comportarea motoarelor asincrone trifazate la trecerea de la 320 V şi 42 Hz la 380 V şi 50 Hz (pag. 195)

Oncica D.: Materiale cu proprietăţi magnetice speciale şi domeniul lor de utilizare (pag. 62)

Popov M.: Asupra „bobinei naturale" (pag. 150)

Răsfoind presa tehnică (pag. 114, 115, 116, 228)

Stere R.: Probleme ale modulaţiei în impulsuri (pag. 26)

Şmighelschi O.: Tehnologia tratării izolaţiei la transformatorii electrici (pag. 85)

Şora C.: Cîteva consideraţii asupra motoarelor monofazate cu colector folosite în tracţiunea electrică (pag. 92)

Şora C.: Răspuns la observaţiile asupa aticolului „Determinarea experimentală a inductanţelor de scăpări folosind o metodă de opoziţie" (pag. 156)

Vasiliu C.: Distorsiuni şi perturbaţii în modulaţia de frecvenţă (pag. 215)

Voronov R. A.: Terminologia electrotehnicii teoretice (pag. 111)

Articole redacţionale.

Pentru lărgirea sortimentelor bunurilor de larg consum în industria electrotehnică (pag. 1)

In scopul îmbunătăţirii activităţii revistelor A.S.I.T. (pag. 39)

Indicator tematic pe anul 1954 (pag. 79)

Calitatea produselor electrotehnice de larg consum (pag. 104)

Consfătuirea cu tema: „Folosirea curenţilor de înaltă frecvenţă la călirea pieselor şi fixarea plăcuţelor de aliaj dur pe scule aşchietoare" (pag. 118)

Recenzia lucrării: Probleme de automatizare Bibl. Analelor Romîno Sovietice seria tehnică nr. 22 (pag. 120)

Centrarea arborilor cu ajutorul şublerului (pag. 226)

Aflarea valorilor reactanţelor inductive şi capacitive (înaltă frecvenţă) în radiotehnică (pag. 227).

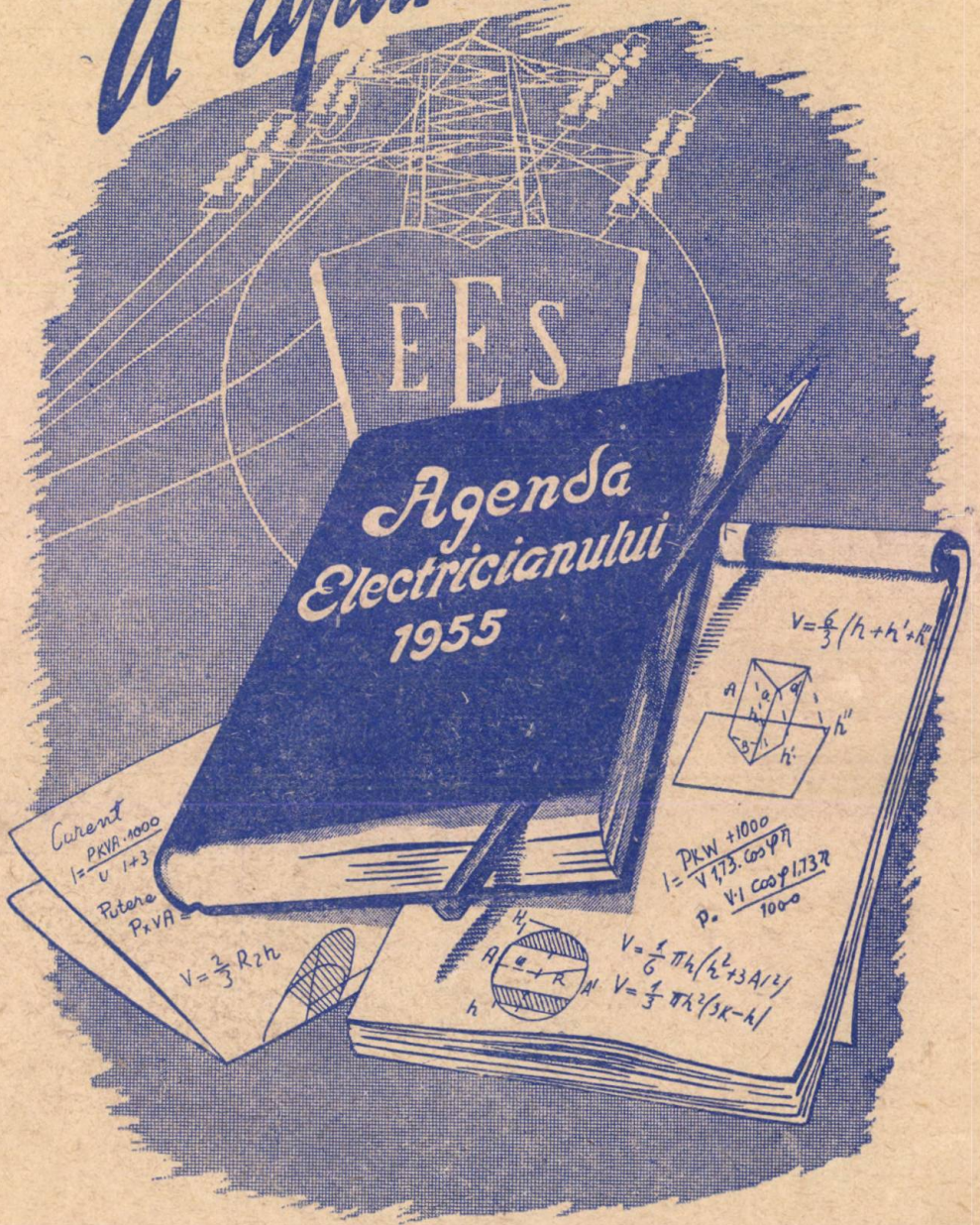
Consfătuirea pe ţară „Stabilirea consumurilor specifice de energie electrică în industrie şi reducerea lor progresivă (pag. 229)

In atenţia abonaţilor revistei „ELECTROTEHNICA"

Avînd în vedere că în cursul anului 1954, revista „Electrotehnica" a apărut în şase numere, aducem la cunoştiinţa celor interesaţi că abonamentele făcute pentru anul 1954 se vor continua şi pentru primele şase numere ale anului 1955.

Totodată aducem la cunoştiinţa cititorilor revistei noastre, că abonamente se primesc la toate ofiicile poştale, prin factorii poştali, la secţiile raionale de difuzare a presei, şi la sediul redacţiei din Str. Ioan Ghica nr. 3, etaj I.

A apărut



EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

E. 2640
d.

REFERÁLVA

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Institut. de Documentare Tehnică
BUCUREŞTI
OBMEN - CSERE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - CMEHA

Országos Műszaki Könyvtár
TULAJDONA

2-3

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

1955

SUMARUL

Pag.

Asupra orientării tematice a revistei „Electrotehnica" 49

D. Fränckel: Folosirea metodei componentelor simetrice la măsurarea puterii, respectiv energiei active şi reactive în sisteme trifazate cu trei conductori 51

V. Bunea: Maşini electrice cu rotorul conic . . . 60

T. Sălăgean: Dimensionarea generatoarelor unipolare cu rotor bobinat 73

C. Predoiu: Cinematica şi dinamica sistemului de contact la contactori 79

C. Vazaca: Incălzirea prin inducţie cu flux transversal 87

NOTE

H. Toţia: Divizarea frecvenţei 102

SCHIMB DE EXPERIENŢĂ

S. Cozan: Aparat indicator şi regulator al temperaturii şi al timpului de închidere a matriţelor . . 106

RĂSFOIND PRESA TEHNICĂ

Alegerea parametrilor la elementele filtrelor pentru atenuarea paraziţilor industriali 108

Probleme actuale legate de mărirea curenţilor de scurtcircuit in sistemul energetic maghiar . . . 108

Incercarea transformatoarelor de forţă la impulsuri 109

Reactanţele tranzitorii la maşinile sincrone cu rotor masiv 110

CRONICA

Comunicarea despre lucrările sesiunii a XI a comisiei tehnice a organizaţiei internaţionale de radio . . 110

Consfătuire privind produse electrotehnice de larg consum 111

Consfătuirea de la Timişoara a lucrătorilor din întreprinderile de transport în comun cu tramvaiele 112

BIBLIOGRAFIE

TEMATICA REVISTEI „ELECTROTEHNICA" PE ANUL 1955

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

О тематической ориентации журнала „Электротехника" 49

Д. Френкел: Использование метода симметричных составляющих при измерении активной и реактивной мощности, соответственно энергии в трехпроводных трехфазных системах 51

В. Буня: Электрические машины с коническим ротором 60

Т. Салажан: Расчет одноплюсных генераторов с обмотками на роторе 73

А. Предою: Кинематика и динамика контактной системы контакторов 79

К. Вазака: Индукционный нагрев поперечным потоком 87

ЗАМЕТКИ

Х. Тоциа: Деление частоты 102

ОБМЕН ОПЫТОМ

С. Казак: Аппарат указывающий и регулирующий температуру в время закрытия пресеформ . . . 106

ПО СТРАНИЦАМ ТЕХНИЧЕСКИХ ЖУРНАЛВО

Выбор параметров элементов фильтров для подавления промышленных помех 108

Актуальные вопросы в связи с увеличением токов к. з. в венгерской энергетической системе . . . 108

Импульсные испытания силовых трансформаторов 109

Переходные реактивные сопротивления синхронных машин с массивным ротором 110

ХРОНИКА

Сообщение о работе XI-ой сессии Технической Комиссии Международной Организации Радио . . . 110

Совещание относительно электротехнических изделий широпотреба 111

Тимишорское совещание работников предприятий общественного трамвайного транспорта 112

БИБЛИОГРАФИЯ

ТЕМАТИКА ЖУРНАЛА „ЭЛЕКТРОТЕХНИКА" НА 1955

REDACŢIA: Bucureşti, str. I. Ghica nr. 3
Raionul Tudor Vladimirescu
Telefon: 30730 — 35728

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R. ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

APARE LUNAR SUB INGRIJIREA UNUI COMITET DE REDACŢIE

Anul III · Nr. **2-3** febr.-martie 1955

ASUPRA ORIENTĂRII TEMATICE A REVISTEI „ELECTROTEHNICA"

Revista „Electrotehnica" a înregistrat o serie de succese reuşind să lărgească rîndurile colaboratorilor ei şi să publice un număr însemnat de articole la nivel înalt, legate de problemele tehnico-ştiinţifice, ce preocupă cadrele de ingineri şi tehnicieni din întreprinderi.

Totuşi planul tematic al revistei a fost insuficient conturat în ceea ce priveşte problemele tehnico-organizatorice şi tehnico-economice. Redacţia noastră nu a reuşit să publice în revistă articole care să trateze în mod special aceste probleme.

Prin contopirea Revistei M.E.E.I.E. cu revistele A.S.I.T. „Electrotehnica" şi „Energetica" s-a lărgit foarte mult sfera preocupărilor revistei noastre.

Revista îşi trasează ca obiectiv fundamental tratarea problemelor tehnico-ştiinţifice în domeniul electrotehnicii şi electronicii, care reies din Hotărîrile plenarei lărgite a C.C. al P.M.R. din 19—20 august 1953 cît şi din proiectul directivelor celui de al II-lea Congres al P.M.R. cu privire la dezvoltarea agriculturii în următorii 2—3 ani. Pentru aceasta, revista va publica lucrări ştiinţifice originale, lucrări de sinteză asupra problemelor noi şi actuale; va iniţia discutarea în coloanele revistei a problemelor actuale sprijinind lupta de opinii, va promova schimbul de experienţă din practica industrială, proiectare şi cercetare. De asemenea revista va publica articole care să informeze asupra dezvoltării şi succeselor electrotehnicii şi electronicii din alte ţări, va prezenta cele mai interesante articole publicate în revistele similare din ţară şi străinătate şi va recenza noile cărţi apărute în domeniul electrotehnic şi electronic.

Pentru a corespunde acestor sarcini, revine redacţiei, ca o datorie de seamă, să vegheze ca articolele prezentate de revistă să îmbine armonios conţinutul teoretic cu scopul lor practic în aşa fel ca cititorii să le poată folosi atît în munca ştiinţifică cît şi în practica inginerească. Articolele trebuie să reflecte ultimele succese ale ştiinţei şi tehnicii, să răspîndească succesele şi experienţa avansată obţinută de cadrele tehnice din toate ramurile economiei naţionale a R.P.R.

Pentru a putea face faţă cu succes acestor sarcini, este necesar ca redacţia să primească un ajutor concret din partea conducerilor întreprinderilor şi cercurilor A.S.I.T.

Cercurile A.S.I.T. trebuie să mobilizeze un număr cît mai mare de ingineri şi tehnicieni fruntaşi, care prin activitatea lor contribuie la rezolvarea celor mai importante probleme ale industrei electrotehnice, să scrie articole legate de aceste probleme, despre felul cum au fost rezolvate sau cum ar putea fi ele rezolvate, contribuind în felul acesta la un larg schimb de experienţă.

O serie de întreprinderi electrotehnice au obținut succese importante în realizarea unor sortimente noi de produse electrotehnice necesare industriei, agriculturii și ridicării nivelului de trai. Seria de motoare antigrizutoase, motorul electric pentru tramvaiul de mare capacitate, aparataj electric de înaltă tehnicitate, noile tipuri de aparate de radio, aparatajul electro-casnic de calitate superioară etc. sînt realizări care fac cinste industriei noastre electrotehnice.

Articole care să conțină descrierea acestor produse la un nivel științific corespunzător, arătîndu-se schemele de funcționare, parametrii, caracteristicile și performanțele lor, considerații critice comparativ cu alte fabricații, toate vor contribui atît la cunoașterea temeinică a acestor produse de către ingineri și tehnicieni cît și la însușirea unor noi metode, pentru ridicarea continuă a calității și tehnicității produselor industriei noastre electrotehnice.

De asemenea articole cu caracter critic, care să arate lipsurile unor produse ce nu corespund cerințelor oamenilor muncii, sau nu dau rezultate în exploatare, vor contribui la mobilizarea inginerilor și tehnicienilor pentru înlăturarea lipsurilor.

Vor fi publicate în coloanele revistei noastre articole care oglindesc viața întreprinderilor mișcarea raționalizatorilor, a inovatorilor și problemele întrecerii socialiste. Permanent urmărim să evidențiem contribuția în producție a inginerilor și tehnicienilor din R.P.R.; de aceea articolele nu trebuie să reproducă numai principii și metode generale pe care le găsim, în general, în cărți și manuale.

Articolele tehnico-științifice, care vor continua să constituie baza revistei noastre, vor trebui să fie mai strîns legate decît pînă acum de problemele concrete ale construcției noastre economice în etapa actuală. Problemele de cercetare științifică sau de proiectare nu pot fi desprinse de aspectul economic. Rezolvarea lor cu succes trebuie să ducă în mod direct, la reducerea prețului de cost, la înlocuirea unor materiale deficitare, la ridicarea randamentului etc.

In cele mai multe din articolele tehnico-științifice publicate pînă acum nu era scoasă în evidență această latură a problemei, care în ultimă analiză, hotărăște utilitatea întregii lucrări. Articolele tehnico-științifice își pot găsi un vast cîmp de probleme în generalizarea științifică a experienței înaintate și în explicarea științifică a unor procedee tehnologice cunoscute pînă acum în mod empiric.

Lărgind sfera preocupărilor revistei noastre, este necesar ca redacția să nu neglijeze calitatea științifică a materialelor publicate.

Insușindu-ne în mod creator critica tovărășească apărută în revista „Probleme Economice" nr. 12/1954 în legătură cu tematica revistei noastre, noi vom reuși să aducem o contribuție importantă la lupta pentru dezvoltarea mai departe a economiei și pentru ridicarea bunei stări materiale și culturale a celor ce muncesc.

La sfîrșitul acestui număr al revistei, vom expune problemele actuale pe care și le propune revista să le dezbată. Subliniem că aceste probleme sînt indicative și nu limitative.

FOLOSIREA METODEI COMPONENTELOR SIMETRICE LA MĂSURAREA PUTERII RESPECTIV ENERGIEI ACTIVE ŞI REACTIVE ÎN SISTEME TRIFAZATE CU TREI CONDUCTORI

Ing. D. FRÄNKEL

Se analizează schemele de conectare a wattmetrelor respectiv contoarelor la măsurarea puterii respectiv energiei active şi reactive în reţele trifazate cu trei conductori cu încărcare neechilibrată şi cu tensiuni înlănţuite simetrice. Aplicînd metoda componentelor simetrice se arată sistematic toate schemele de conectare posibile. Se arată că există două scheme de conexiuni care nu sînt tratate în literatură şi care prezintă avantajul de a putea măsura cu ajutorul inaicaţiilor a trei wattmetre atît puterea activă cît şi cea reactivă. De asemenea se poate măsura cu două contoare cu două sisteme de măsură atît energia activă cît şi energia reactivă.

Imbunătăţirea factorului de putere a consumatorilor industriali este o problemă arzătoare a economiei noastre energetice. Prima şi cea mai urgentă sarcină este determinarea valorii mijlocii a factorului de putere pentru fiecare întreprindere, respectiv secţie în parte.

Valoarea miljocie a factorului de putere se determină de obicei măsurînd energia activă W şi reactivă W_r * într-un interval de timp dat şi formînd expresia :

$$[\cos\varphi]_{mijl} = \frac{W}{\sqrt{W^2 + W_r^2}}.$$

In cele ce urmează se propune să se analizeze schemele de conexiuni ale wattmetrelor, respectiv contoarelor ce pot fi folosite la măsurarea puterii respectiv energiei active şi reactive în sisteme trifazate cu trei conductori. Se aplică *metoda componentelor simetrice* deoarece ea permite tratarea unitară a problemei şi scoaterea sistematică în evidenţă a tuturor schemelor de legătură posibile. După cum se va arăta, două din aceste scheme nu sînt tratate în literatură şi prezintă avantaje faţă de cele cunoscute.

I. Consideraţii generale

a) *Metoda componentelor simetrice.* Să considerăm un sistem trifazat cu patru conductori cu sarcini neechilibrate (fig. 1, *a*). Curenţii de linie formează un sistem nesimetric (fig. 1, *b*).

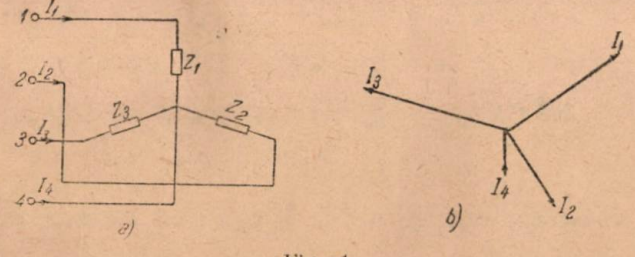


Fig. 1

Orice astfel de sistem nesimetric a trei mărimi sinusoidale poate fi descompus în trei sisteme simetrice de mărimi sinusoidale.

Intr-adevăr, folosind metoda complexă se poate scrie :

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_1^\circ + \dot{I}_1' + \dot{I}_1''$$
$$\dot{I}_2 = \dot{I}_2^\circ + \dot{I}_2' + \dot{I}_2''$$
$$\dot{I}_3 = \dot{I}_3^\circ + \dot{I}_3' + \dot{I}_3''.$$

S-au introdus nouă mărimi arbitrare, legate prin trei relaţii. Ii se pot deci fixa încă şase condiţii arbitrare. Aceste condiţii se aleg astfel încît mărimile din aceeaşi coloană să formeze sisteme simetrice şi anume :

$$\dot{I}_1^\circ = \dot{I}_2^\circ = \dot{I}_3^\circ = \dot{I}_0$$

să fie în fază şi egale ca mărime.

I_0 se numeşte componentă homopolară,

$\dot{I}_2'$ respectiv $\dot{I}_3'$ să fie egali ca mărime cu $\dot{I}_1'$ şi defazaţi în urma lui cu $\frac{2\pi}{3}$ respectiv $2\cdot\frac{2\pi}{3}$.

$\dot{I}_1' = \dot{I}'$ este denumit componentă cu secvenţă directă

$\dot{I}_2''$ respectiv $\dot{I}_3''$ să fie egali ca mărime cu $\dot{I}_1''$ şi defazaţi înaintea lui cu $\frac{2\pi}{3}$ respectiv $2\cdot\frac{2\pi}{3}$

$\dot{I}_2'' = \dot{I}''$ este denumit componentă cu secvenţă opusă sau indirectă.

Introducînd operatorul complex :

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

se poate scrie :

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \dot{I}' + \dot{I}''$$
$$\dot{I}_2 = \dot{I}_0 + a^2\dot{I}' + a\dot{I}''$$
$$\dot{I}_3 = \dot{I}_0 + a\dot{I}' + a^2\dot{I}''.$$

Componentele simetrice pot fi determinate foarte uşor dacă se ţine seamă de relaţia : $1 + a + a^2 = 0$

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 = 3\dot{I}_0$$
$$\dot{I}_1 + a\dot{I}_2 + a^2\dot{I}_3 = 3\dot{I}'$$
$$\dot{I}_1 + a^2\dot{I}_2 + a\dot{I}_3 = 3\dot{I}''.$$

*) Termenul „energie reactivă" este incorect. E folosit numai pentru a simplifica textul articolului.

De aici rezultă imediat concluzia că în sisteme trifazate cu trei conductori, unde

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 = 0$$

componenta homopolară a curentului este zero.

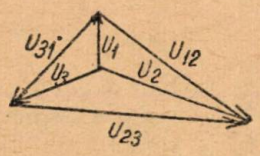


Fig. 2

Exprimînd şi tensiunile de fază prin componentele lor simetrice :

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_0 + \dot{U}' + \dot{U}''$$
$$\dot{U}_2 = \dot{U}_0 + a^2\dot{U}' + a\dot{U}''$$
$$\dot{U}_3 = \dot{U}_0 + a\dot{U}' + a^2\dot{U}''$$

unde

$$\dot{U}_1 + \dot{U}_2 + \dot{U}_3 = 3\dot{U}_0$$
$$\dot{U}_1 + a\dot{U}_2 + a^2\dot{U}_3 = 3\dot{U}'$$
$$\dot{U}_1 + a^2\dot{U}_2 + a\dot{U}_3 = 3\dot{U}''$$

şi observînd din diagrama tensiunilor (fig. 2) că

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 + \dot{U}_{12} \text{ şi } \dot{U}_3 = \dot{U}_2 - \dot{U}_{23}$$

se obţine :

$$3\dot{U}' = \dot{U}_2 + \dot{U}_{12} + a\dot{U}_2 + a^2(\dot{U}_2 - \dot{U}_{23}) = \dot{U}_{12} - a^2\dot{U}_{23}$$
$$3\dot{U}'' = \dot{U}_2 + \dot{U}_{12} + a^2\dot{U}_2 + a(\dot{U}_2 - \dot{U}_{23}) = \dot{U}_{12} - a\dot{U}_{23}.$$

Rezultă deci următoarele concluzii :

1. Componenta directă şi inversă a tensiunilor de fază fiind funcţii numai de tensiunile înlănţuite, la tensiuni înlănţuite date nu poate varia decît componenta homopolară a tensiunii de fază.

2. Dacă sistemul tensiunilor înlănţuite este simetric

$$\dot{U}_{12} = a\dot{U}_{23} \text{ şi deci } 3\dot{U}'' = \dot{U}_{12} - a\dot{U}_{23} = 0$$

componenta inversă a tensiunilor de fază este egală cu zero.

b) *Expresia puterii în formă complexă.* Se ştie că puterea în regim sinusoidal monofazat poate fi exprimată complex într-una din următoarele două forme ; una fiind conjugata celeilalte :

$$\dot{P}_a = P + jP_r = \dot{U}\dot{I}^x$$
$$\dot{P}_a = P - jP_r = \dot{U}^x\dot{I}$$

unde $\dot{U}$ şi $\dot{I}$ sînt tensiunea respectiv curentul scrise complex. $\dot{U}^x$ şi $\dot{I}^x$ sînt conjugatele lor respective (fig. 3).

Intr-adevăr

$$\dot{U} = Ue^{j\alpha}\ ;\ \dot{U}^x = Ue^{-j\alpha}\ ;\ \dot{I} = Ie^{j(\alpha-\varphi)}\ ;\ \dot{I}^x = Ie^{-j(\alpha-\varphi)}$$

$$\dot{U}\dot{I}^x = UIe^{j(\alpha-\alpha+\varphi)} = UIe^{j\varphi} =$$
$$= UI(\cos\varphi + j\sin\varphi) = P + jP_r$$

$$\dot{U}^x\dot{I} = UIe^{j(-\alpha+\alpha-\varphi)} = UIe^{-j\varphi} =$$
$$= UI(\cos\varphi - j\sin\varphi) = P - jP_r.$$

In regim trifazat puterea în formă complexă are expresia :

$$P_a = P - jP_r = \dot{U}_1^x\dot{I}_1 + \dot{U}_2^x\dot{I}_2 + \dot{U}_3^x\dot{I}_3$$

unde $\dot{U}_1^x$, $\dot{U}_2^x$, $\dot{U}_3^x$ respectiv $\dot{I}_1$, $\dot{I}_2$, $\dot{I}_3$ sînt conjugatele tensiunilor de fază, respectiv curenţii de fază.

$$P = U_1I_1\cos\varphi_1 + U_2I_2\cos\varphi_2 + U_3I_3\cos\varphi_3$$
$$P_r = U_1I_1\sin\varphi_1 + U_2I_2\sin\varphi_2 + U_3I_3\sin\varphi_3.$$

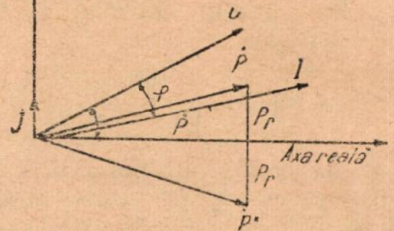


Fig. 3

Descompunînd sistemul conjugatelor tensiunilor de fază şi sistemul curenţilor de fază, în componente simetrice :

$$\dot{U}_1^x = \dot{U}_0^x + \dot{U}'^x + \dot{U}''^x \qquad \dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \dot{I}' + \dot{I}''$$
$$\dot{U}_2^x = \dot{U}_0^x + a^2\dot{U}'^x + a\dot{U}''^x \qquad \dot{I}_2 = \dot{I}_0 + a^2\dot{I}' + a\dot{I}''$$
$$\dot{U}_3^x = \dot{U}_0^x + a\dot{U}'^x + a^2\dot{U}''^x \qquad \dot{I}_3 = \dot{I}_0 + a\dot{I}' + a^2\dot{I}''$$

(Se remarcă faptul că U'^x este un sistem indirect şi U''^x un sistem direct) expresia puterii rezultă sub forma :

$$\dot{P}_a = 3\dot{U}_0^x\dot{I}_0 + \dot{U}_0^x(\dot{I}' + \dot{I}'')\ (1 + a + a^2) +$$
$$+ 3\dot{U}'^x\dot{I}' + \dot{U}'^x(\dot{I}_0 + \dot{I}'')\ (1 + a + a^2) +$$
$$+ 3\dot{U}''^x\dot{I}'' + \dot{U}''^x(\dot{I}_0 + \dot{I}')\ (1 + a + a^2) = P_a =$$
$$= 3\dot{U}_0^x\dot{I}_0 + 3\dot{U}'^x\dot{I}' + 3\dot{U}''^x\dot{I}''$$

respectiv puterea activă şi reactivă iau forma :

$$P = 3U_0I_0\cos\varphi_0 + 3U'I'\cos\varphi' + 3U''I''\cos\varphi''$$
$$P_r = 3U_0I_0\sin\varphi_0 + 3U'I'\sin\varphi' + 3U''I''\sin\varphi''.$$

Deci puterea activă respectiv reactivă este suma puterilor active respectiv reactive, corespunzătoare componentelor homopolare, directe şi indirecte ale tensiunilor şi curenţilor de fază.

Se admite cazul cînd tensiunile înlănţuite, formează un sistem simetric. Rezultă că $\dot{U}'' = 0$. Sistemul trifazat fiind cu trei conductori $\dot{I}_0 = 0$.

Deci puterea activă respectiv reactivă se exprimă sub forma :

$$P = 3U'I' \cos\varphi' \text{ respectiv } P_r = 3U'' \sin\varphi'. \quad (1)$$

Aşa dar în expresia puterii totale, nu apar decît componentele directe ale tensiunii şi curentului.

Pe baza acestui rezultat se poate trece la prezentarea unitară a schemelor de măsurare a puterii, respectiv energiei active şi reactive în sisteme trifazate cu trei conductori.

II. Schemele de conectare a wattmetrelor respectiv contoarelor la măsurarea puterii respectiv energiei active şi reactive în sisteme trifazate cu trei conductori

Se ştie că aplicînd la bornele de tensiune a unui wattmetru una din tensiunile înlănţuite, de exemplu $\dot{U}_{12}$ şi trecînd prin bobina de curent, unul din curenţii de linie, de exemplu $\dot{I}_3$, wattmetrul va indica :

$$P = U_{12} I_3 \cos \widehat{U_{12} I_3}$$

dar

$$\dot{I}_3 = \dot{I}'_3 + \dot{I}''_3$$

deci

$$P = U_{12} I'_3 \cos \widehat{U_{12} I'_3} + U_{12} I''_3 \cos \widehat{U_{12} I''} = P' + P''.$$

Pentru a măsura puterea activă respectiv reactivă, trebuie să se realizeze deci astfel de scheme a unor wattmetre, încît din indicaţiile lor multiplicate cu anumiţi coeficienţi să se poată forma sume algebrice, proporţionale cu :

$$P = 3U'I' \cos\varphi' \text{ respectiv } P_r = 3U'I' \sin\varphi'$$

(relaţia 1)

Considerînd că se lucrează cu cel mult patru wattmetre corespunzător schemelor uzuale (luarea în considerare a unui număr mai mare de wattmetre ar fi fără sens) se impune ca :

$$A_I P_I + A_{II} P_{II} + A_{III} P_{III} + A_{IV} P_{IV} = AU' I' \cos\varphi'$$

$$R_I P_I + R_{II} P_{II} + R_{III} P_{III} + R_{IV} P_{IV} = RU' I' \sin\varphi'$$

ceea ce nu poate fi realizat decît cu condiţia :

$$A_I P'_I + A_{II} P'_{II} + A_{III} P'_{III} + A_{IV} P'_{IV} = AU'I' \cos\varphi' \quad (2)$$

şi

$$A_I P''_I + A_{II} P''_{II} + A_{III} P''_{III} + A_{IV} P''_{IV} = 0 \quad (3)$$

respectiv

$$R_I P'_I + R_{II} P'_{II} + R_{III} P'_{III} + R_{IV} P'_{IV} = RU'I' \sin\varphi' \quad (4)$$

şi

$$R_I P''_I + R_{II} P''_{II} + R_{III} P''_{III} + R_{IV} P''_{IV} = 0 \quad (5)$$

unde $P' = U_v I'_\mu \cos(\widehat{U_v I'_\mu})$ — puterea corespunzătoare componentei directe a curentului ; $P'' = U_v I''_\mu \cos(\widehat{U_v I''_\mu})$ — puterea corespunzătoare componentei inverse a curentului ; A şi R — coeficienţii cu care se multiplică indicaţiile wattmetrelor.

Se tratează separat cazul cînd sînt disponibile numai tensiunile înlănţuite şi cazul cînd prin crearea unui punct neutru artificial, devin disponibile şi componentele directe ale tensiunilor de fază.

a) *Sînt disponibile numai tensiunile înlănţuite.* Cu ajutorul diagramei grafice (fig. 4) se

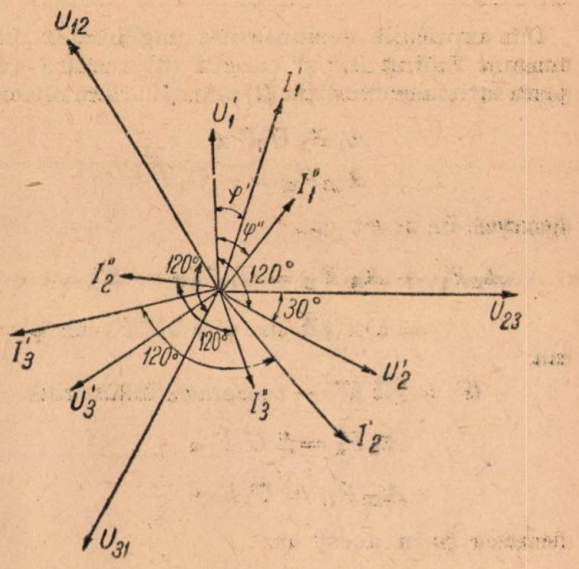


Fig. 4

formează un tabel în care se introduc unghiurile dintre cele trei tensiuni înlănţuite şi curenţii ;

Tabela 1

	I_1		I_2		I_3	
	I'_1	I''_1	I'_2	I''_2	I'_3	I''_3
U_{12}	$30+\varphi'$	$30+\varphi''$	$150+\varphi'$	$90-\varphi''$	$90-\varphi'$	$150+\varphi''$
U_{23}	$90-\varphi'$	$90-\varphi''$	$30+\varphi'$	$150+\varphi''$	$150+\varphi'$	$30+\varphi''$
U_{31}	$150+\varphi'$	$150+\varphi''$	$90-\varphi'$	$30+\varphi''$	$30+\varphi'$	$90-\varphi''$

Se scriu cosinusurile acestor unghiuri şi se introduc următoarele notaţii simplificatoare :

$$\alpha' = \cos(30+\varphi') = \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\varphi' - \frac{1}{2}\sin\varphi',$$

$$\beta' = \cos(150+\varphi') = -\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\varphi' - \frac{1}{2}\sin\varphi' \quad (6)$$

$$\gamma' = \cos(90-\varphi') = \sin\varphi'$$

$$\alpha'' = \cos(30+\varphi'') = \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\varphi'' - \frac{1}{2}\sin\varphi''$$

$$\beta'' = \cos(150+\varphi'') = \frac{-\sqrt{3}}{2}\cos\varphi'' - \frac{1}{2}\sin\varphi'' \quad (7)$$

$$\gamma'' = \cos(90-\varphi'') = \sin\varphi''.$$

Cosinusurile unghiurilor sînt trecute în tabela 2.

Tabela 2

	I_1		I_2		I_3	
	I'_1	I''_1	I'_2	I''_2	I'_3	I''_3
U_{12}	α'	α''	β'	γ''	γ'	β''
U_{23}	γ'	γ''	α'	β''	β'	α''
U_{31}	β'	β''	γ'	α''	α'	γ''

Din expresiile cosinusurilor unghiurilor dintre tensiuni înlănțuite și curenți (6) rezultă că se poate satisface condiția (2) numai în cazurile cînd :

$$A_I P'_I \; U_l I' \alpha'$$
$$A_{II} P'_{II} = - U_l I' \beta'$$

deoarece în acest caz

$$A_I P'_I + A_{II} P'_{II} = U_l I' (\alpha' - \beta') =$$
$$= U_l I' \sqrt{3} \cos \varphi' = 3U' I' \cos \varphi' = P$$

sau

$U = \sqrt{3}\, U'$ — tensiunea înlănțuită

$$A_I P'_I = 2 \; U_l I' \; \alpha'$$
$$A_{II} P'_{II} = U_l I' \; \gamma'$$

deoarece și în acest caz

$$A_I P'_I + A_{II} P'_{II} = 2\, U_l I' \, \alpha' + U_l I' \, \gamma' =$$
$$= U_l I' \left(2 \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi' - 2 \frac{1}{2} \sin \varphi' + \sin \varphi' \right) =$$
$$= 3U' I' \cos \varphi' = P$$

sau în sfîrșit

$$A_I P'_I = - 2 \; U_l I' \beta'$$
$$A_{II} P'_{II} = U_l I' \, \gamma'.$$

Nu există decît aceste trei posibilități și anume :

$$\alpha' - \beta' = 2\alpha' + \gamma' = - 2\beta' - \gamma' = \sqrt{3} \cos \varphi' \quad (8)$$

din care pot fi formate combinații lineare. Condiția (4) poate fi satisfăcută numai în cazurile în care :

$$A_I P'_I = U_l I' \gamma' = \sqrt{3} \; U' I' \sin \varphi' = \frac{1}{\sqrt{3}} P_r$$

sau

$$A_I P'_I = - U_l I' \beta'$$
$$A_{II} P'_{II} = - U_l I' \alpha'$$
$$A_I P'_I + A_{II} P'_{II} = - U_l I' (\beta' + \gamma') =$$
$$= U_l I' \left(- \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi' + \frac{1}{2} \sin \varphi' + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi' + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{2} \sin \varphi' \right) = \sqrt{3} \; U' I' \sin \varphi' = \frac{1}{\sqrt{3}} P_r.$$

Nu există decît aceste două posibilități și anume :

$$- (\beta' + \alpha') = \gamma' = \sin \varphi' \quad (9)$$

din care se pot forma combinații lineare de forma :

$$- K_1 \; (\beta' + \alpha') + K_2 \gamma' = K \sin \varphi'.$$

In s.îrșit condiția (3) respectiv (5) nu poate fi realizată decît dacă :

$$A_I P''_I = U_l I'' \alpha''$$
$$A_{II} P''_{II} = U_l I'' \beta''$$
$$A_{III} P''_{III} = U_l I'' \gamma''$$

deoarece

$$A_I P''_I + A_{II} P''_{II} + A_{III} P''_{III} = U_l I'' (\alpha'' + \beta'' + \gamma'') =$$
$$= U_l I'' \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi'' - \frac{1}{2} \sin \varphi'' - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi'' - \right.$$
$$\left. - \frac{1}{2} \sin \varphi'' + \sin \varphi'' \right) = 0$$

sau dacă

$$A_I P''_I = K \, U_l \, I'' \, \xi''$$
$$A_{II} P''_{II} = - K U_l \, I'' \, \xi''$$

unde ξ'' poate fi α'', β'' sau γ'' ; deoarece :

$$A_I P''_I + A_{II} P''_{II} = K U_l \, I'' \, (\xi'' - \xi'') = 0$$

Nu există decît aceste două posibilități :

$$\alpha'' + \beta'' + \gamma'' = \xi'' - \xi'' = 0 \quad (10)$$

sau combinațiile lor lineare.

La măsurarea puterii active, trebuie să satisfacem simultan condițiile (2) și (3), la măsurarea puterii reactive condițiile (4) și (5).

1. Măsurarea puterii active se poate realiza cu două wattmetre, alegînd astfel tensiunile înlănțuite respectiv curenții la care se conectează bobinele de tensiune, respectiv de curent, încît să se realizeze relația (8).

$$\alpha' - \beta' = \sqrt{3} \cos \varphi'$$

și totodată relația (10)

$$\xi'' - \xi'' = 0.$$

Din tabela 2 rezultă că aceste conexiuni sînt următoarele :

$$U_{12} I_1 \cos \widehat{U_{12} I_1} - U_{23} I_3 \cos \widehat{U_{23} I_3} = P$$

sau

$$U_{23} I_2 \cos \widehat{U_{23} I_2} - U_{31} I_1 \cos \widehat{U_{31} I_1} = P$$

sau

$$U_{31} I_3 \cos \widehat{U_{31} I_3} - U_{12} I_2 \cos \widehat{U_{12} I_2} = P$$

Intr-adevăr știind că

$$U_{12} = U_{23} = U_{31} = U_l = \sqrt{3} U' \quad \text{și}$$
$$I'_1 = I'_2 = I'_3 = I' ; \quad I''_1 = I''_2 = I''_3 = I''$$

se obține

$$U_{12}I_1 \cos \widehat{U_{12}I_1} - U_{23}I_3 \cos \widehat{U_{23}I_3} =$$
$$= U_{12}I'_1\alpha' - U_{23}I'_3\beta' + U_{12}I''_1\alpha'' - U_{23}I''_3\alpha'' =$$
$$= U_1I'(\alpha'-\beta') + U_1I''(\alpha''-\alpha'') = U_1I'(\alpha'-\beta') =$$
$$= 3U'I' \cos \varphi' = P.$$

Conexiunea este cunoscută sub denumirea de metoda celor două wattmetre (fig. 5).

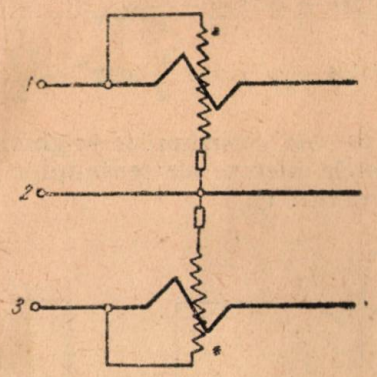


Fig. 5

Ea este singura conexiune posibilă cu două wattmetre deoarece la $2\alpha' + \gamma'$ respectiv $-2\beta' - \gamma'$ corespunde $2\xi'' + \eta'' \neq 0$ respectiv $-2\xi'' - \eta'' \neq 0$ unde ξ'' și η'' pot avea valorile lui α'', β'' și γ''.

2. Măsurarea puterii reactive nu se poate realiza cu un singur wattmetru, ca în regim echilibrat, deoarece lui γ' îi corespunde ξ'' evident diferit de zero. Nu se pot folosi nici două wattmetre, deoarece la $-(\beta' + \alpha')$ corespunde $-(\xi'' + \eta'') \neq 0$.

Trebuie utilizate deci cel puțin trei wattmetre.

a) Cu trei wattmetre sînt posibile două scheme :

1. O schemă prin care se realizează simultan

$$3\gamma' = 3 \sin \varphi' \text{ și } \alpha'' + \beta'' + \gamma'' = 0$$

$$U_{12}I_3 \cos \widehat{U_{12}I_3} + U_{23}I_1 \cos \widehat{U_{23}I_1} +$$
$$+ U_{31}I_2 \cos \widehat{U_{31}I_2} = U_{12}I'_3\gamma' + U_{23}I'_1\gamma' + U_{31}I'_2\gamma' +$$
$$+ U_{12}I''_3\alpha'' + U_{23}I''_1\beta'' + U_{31}I''_2\gamma'' = 3U_1I'\gamma' +$$
$$+ U_1I''(\alpha'' + \beta'' + \gamma'') = \sqrt{3} \cdot 3U'I' \sin \varphi' = \sqrt{3}P_r$$

schema este cunoscută (fig. 6).

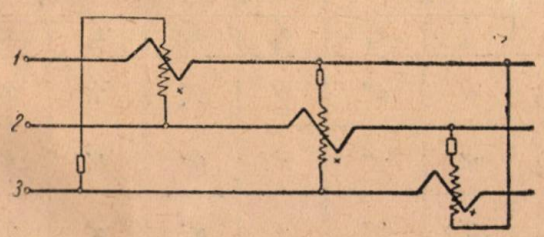


Fig. 6

2. O schemă prin care se realizează $2\gamma' - \beta' - \alpha' = 3 \sin \varphi'$ și $2\xi'' - \xi'' - \xi'' = 0$ adică după cum reiese din tabela 2

$$2U_{31}I_2 \cos \widehat{U_{31}I_2} - U_{23}I_3 \cos \widehat{U_{23}I_3} -$$
$$- U_{12}I_1 \cos \widehat{U_{12}I_1} = \sqrt{3}\, P_r$$

sau

$$2U_{12}I_3 \cos \widehat{U_{12}I_3} - U_{31}I_1 \cos \widehat{U_{31}I_1} -$$
$$- U_{23}I_2 \cos \widehat{U_{23}I_2} = \sqrt{3}\, P_r$$

sau

$$2U_{23}I_1 \cos \widehat{U_{23}I_1} - U_{12}I_2 \cos \widehat{U_{12}I_2} -$$
$$- U_{31}I_3 \cos \widehat{U_{31}I_3} = \sqrt{3}\, P_r$$

într-adevăr

$$2U_{31}I_2 \cos \widehat{U_{31}I_2} - U_{23}I_3 \cos \widehat{U_{23}I_3} -$$
$$- U_{12}I_1 \cos \widehat{U_{12}I_1} = U_1I'(2\gamma' - \beta' - \alpha') +$$
$$+ U_1I''(2\alpha'' - \alpha'' - \alpha'') = \sqrt{3} \cdot 3U'I' \sin \varphi' = \sqrt{3}P_r.$$

Această schemă nu se găsește în literatură. Ea este avantajoasă deoarece cu trei wattmetre se poate măsura atît puterea activă cît și cea reactivă (fig. 7).

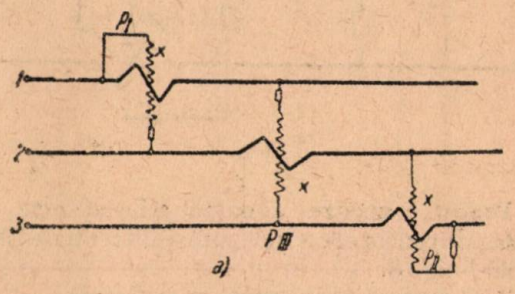


Fig. 7 a

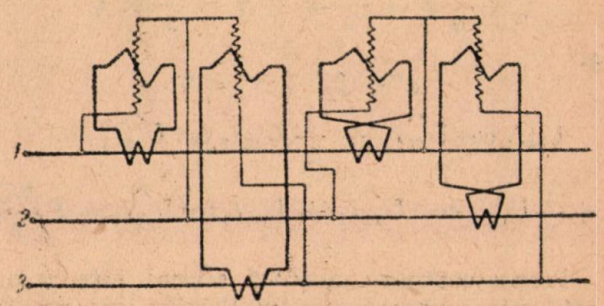


Fig. 7 b

Într-adevăr

$$2P_{III} - P_I - P_{II} = \sqrt{3} \cdot 3 \cdot U'I' \sin \varphi' = \sqrt{3}\, P_r$$

și

$$P_I - P_{II} = 3U'I' \cos \varphi' = P - \text{metoda celor două wattmetre.}$$

Observație. Inversînd bornele de tensiune la wattmetrul II din fig. 7,*a*

$$P = P_I + P_{II}$$

$$P_r = 2P_{III} - P_I + P_{II} = P_I + P_{II} - 2(P_I - P_{III}).$$

Se pot folosi astfel două contoare cu două sisteme de măsură: una care indică $P \cdot t = (P_I + P_{II})\ t = W_a$ și alta care indică (fig. 7, *b*):

$$2(P_I - P_{III})t = 2W_a$$

W_a reprezintă energia activă;
$W_a - 2W_c = W_r$ — energia reactivă.

b) Cu patru wattmetre sînt posibile din nou două scheme:

1. O schemă prin care se realizează simultan:

$$\gamma' - \alpha' + \gamma' - \beta' = 3 \sin \varphi'$$

și

$$\xi'' - \eta'' + \eta'' - \xi'' = 0$$

$$U_{23}I_1 \cos \widehat{U_{23}I_1} - U_{23}I_2 \cos \widehat{U_{23}I_2} + U_{12}I_3 \cos \widehat{U_{12}I_3} - U_{12}I_2 \cos \widehat{U_{12}I_2} = \sqrt{3}\, P_r.$$

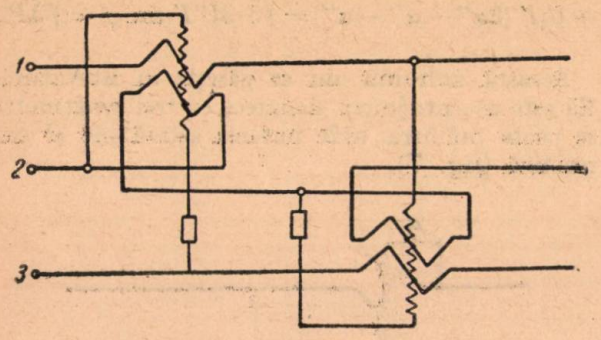


Fig. 8

Pentru contoare această schemă este realizată prin contorul cu înfășurări diferențiale (Berchtold) * fig. 8.

2. O schemă prin care se realizează:

$$\gamma' + \frac{1}{2}\beta' + \frac{1}{2}\alpha' + \gamma' = \frac{3}{2}\sin \varphi'$$

și

$$\alpha'' + \beta'' + \gamma'' = 0$$

$$U_{23}I_1 \cos \widehat{U_{23}I_1} + \frac{1}{2}U_{23}I_3 \cos \widehat{U_{23}I_3} + \frac{1}{2}U_{12}I_1 \cos \widehat{U_{12}I_1} + U_{12}I_3 \cos \widehat{U_{12}I_3} = P_r \frac{\sqrt{3}}{2}.$$

Pentru contoare această schemă este realizată prin contorul special Iliovișî, care are în bobinele de curent A_I și A_{II} * un număr dublu de spire, față de bobinele de curent a_I și a_{II} (fig. 9).

Alte scheme de conexiuni nu sînt posibile.

b) Sînt disponibile componentele directe ale tensiunilor de fază, prin crearea unui punct nul artificial.

Se întocmește ca în cazul anterior, tabela unghiurilor dintre componentele directe ale tensiunilor de fază U_1', U_2', U_3' și curenții I_1', I_2', I_3', I_1'', I_2'', I_3'' precum și tabela cosinusurilor acestor unghiuri.

*) Vostrocnutov: *Contoare electrice și exploatarea lor*, pag. 96, 97.

Introducem notațiile:

$$\alpha' = \cos \varphi'$$

$$\beta' = \cos\ (120 + \varphi') = -\frac{1}{2}\cos\varphi' - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\varphi' \qquad (11)$$

$$\gamma' = \cos\ (120 - \varphi') = -\frac{1}{2}\cos\varphi' + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\varphi'$$

$$\alpha'' = \cos\varphi''$$

$$\beta'' = \cos\ (120 + \varphi'') = -\frac{1}{2}\cos\varphi'' - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\varphi'' \qquad (12)$$

$$\gamma'' = \cos\ (120 - \varphi'') = -\frac{1}{2}\cos\varphi'' + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\varphi''.$$

Din expresiile cosinusurilor unghiurilor dintre componentele directe ale tensiunilor de fază și curenți, rezultă că:

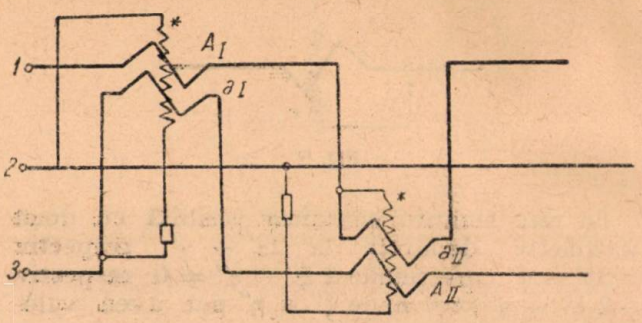


Fig. 9

$$\alpha' = -(\beta' + \gamma') = \cos\varphi' \qquad (13)$$

$$\gamma' - \beta' = 2\gamma' + \alpha' = -(2\beta' + \alpha') = \sqrt{3}\sin\varphi' \qquad (14)$$

$$\alpha'' + \beta'' + \gamma'' = 0. \qquad (15)$$

Tabela 3

	I_1		I_2		I_3	
	I_1'	I_1''	I_2'	I_2''	I_3'	I_3''
U_1'	φ'	φ''	$120+\varphi'$	$120-\varphi''$	$120-\varphi'$	$120+\varphi''$
U_2'	$120-\varphi'$	$120-\varphi''$	φ'	$120+\varphi''$	$120+\varphi'$	φ''
U_3'	$120+\varphi'$	$120+\varphi''$	$120-\varphi'$	φ''	φ'	$120-\varphi''$

Tabela 4

	I_1		I_2		I_3	
	$1'$	I_2''	I_2'	I_2''	I_3'	I_3''
U_1'	α'	α''	β'	γ''	γ'	β''
U_2'	γ'	γ''	α'	β''	β'	α''
U_3'	β'	β''	γ'	α''	α'	γ''

Urmînd un raționament analog cu cel de mai sus, rezultă:

1. Pentru măsurarea puterii reactive, singura

schemă posibilă cu două wattmetre este cea la care realizăm :

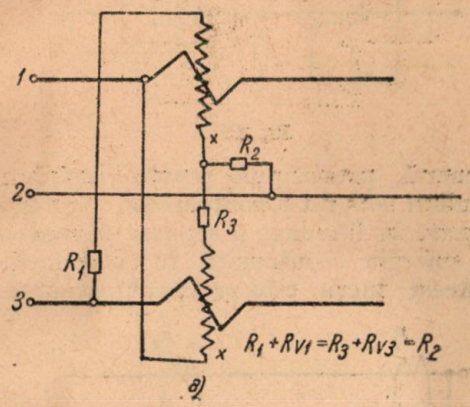
$$\gamma' - \beta' = \sqrt{3}\sin\varphi' \text{ şi } \xi'' - \xi'' = 0$$

$$U_3' I_2 \cos \widehat{U_3' I_2} - U_2' I_3 \cos \widehat{U_2' I_3} = U_3' I_2' \gamma' -$$

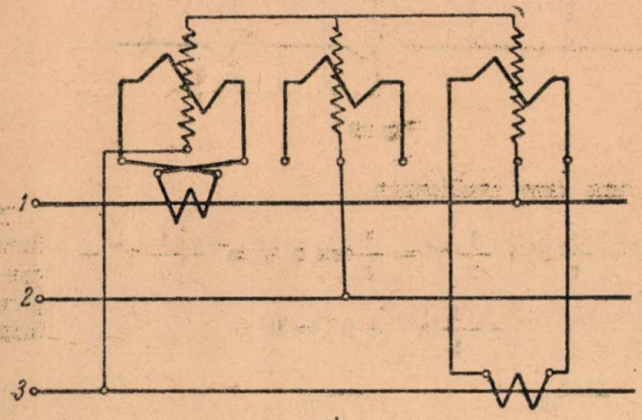
$$- U_2' I_3' \beta' + U_3' I_2'' \alpha'' - U_2' I_3'' \alpha'' = U' I' (\gamma' -$$

$$-\beta') + U' I'' (\alpha'' - \alpha'') = U' I' \sqrt{3}\sin\varphi' = \frac{1}{\sqrt{3}} P_r.$$

Schema este cunoscută sub denumirea de metoda a două wattmetre cu punct neutru artificial (fig. 10, *a* şi *b*).



a)



b)

Fig. 10

2. Pentru măsurarea puterii active, nu poate fi folosit un singur wattmetru, ca în cazul sistemului echilibrat, deoarece lui α' îi corespunde ξ'' evident diferit de zero. Nu putem folosi nici două wattmetre deoarece la $-(\beta' + \gamma')$ îi corespunde $-(\xi'' + \eta'') \neq 0$. Cu trei wattmetre sînt posibile două scheme :

1. O schemă care să realizeze :

$$3\alpha' = 3\cos\varphi' \text{ şi } \alpha'' + \beta'' + \gamma'' = 0$$

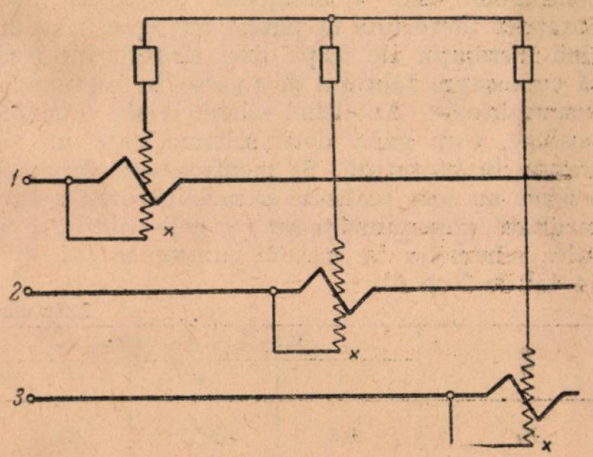


Fig. 11

din tabela 4 rezultă că această schemă este

$$U_1' I_1 \cos\varphi_1 + U_2' I_2 \cos\varphi_2 + U_3' I_3 \cos\varphi_3 =$$
$$= 3U' I' \cos\varphi' = P.$$

Schema este cunoscută şi este folosită în mod obişnuit la contoare cu trei sisteme de măsuri (fig. 11).

2. O altă schemă care realizează :

$$2\alpha' - (\beta' + \gamma') = 3\cos\varphi' \text{ şi } 2\xi'' - \xi'' - \xi'' = 0$$

din tabela 4 rezultă :

$$2U_1' I_1 \cos \widehat{U_1' I_1} - U_2' I_3 \cos \widehat{U_2' I_3} -$$
$$- U_3' I_2 \cos \widehat{U_3' I_2} = P \text{ (fig. 12).}$$

Această schemă nu se găseşte în literatură. Ea este avantajoasă deoarece cu ajutorul a trei wattmetre, prin crearea unui punct neutru artificial se pot măsura atît puterea activă cît şi cea reactivă. Intr-adevăr :

$$P_{II} - P_{III} = \frac{1}{\sqrt{3}} P_r$$

$$2P_I - P_{II} - P_{III} = P.$$

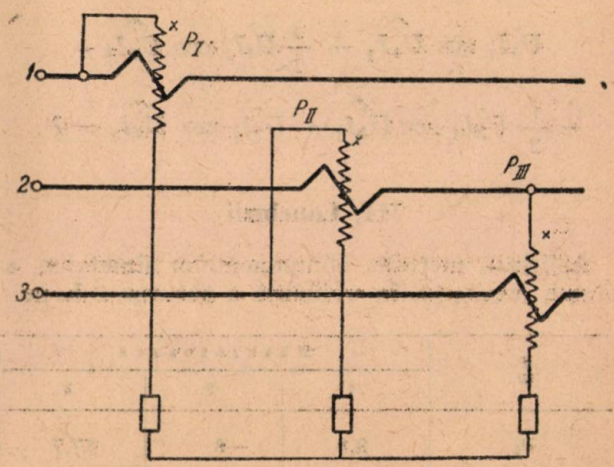


Fig. 12

c) Cu patru wattmetre sînt posibile două conexiuni :

1. una care realizează :

$$2\alpha' - \beta' - \gamma' = 3\cos\varphi' \text{ şi } \alpha'' - \gamma'' + \gamma'' - \alpha'' = 0$$

[3]) Baida şi Fremke: *Măsui electrice.*

din tabela 4 rezultă :

$$U_1' I_1, \cos \hat{U_1' I_1} - U_1' I_2 \cos \hat{U_1' I_2} +$$

$$+ U_3' I_3 \cos \hat{U_3' I_3} - U_3' I_2 \cos \hat{U_3' I_2} = P.$$

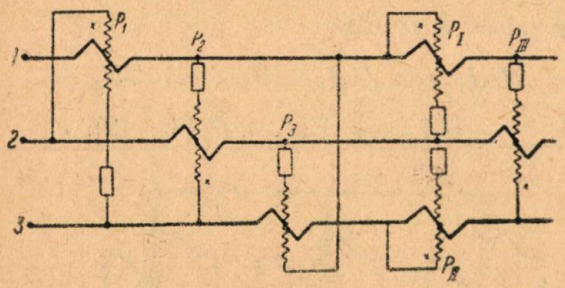


Fig. 13

2. una care realizează :

$$2\alpha' + \frac{1}{2}\beta' + \frac{1}{2}\gamma' = \frac{3}{2}\cos\varphi' \text{ şi } \alpha'' + \frac{1}{2}\gamma'' +$$

$$+ \frac{1}{2}\gamma'' + \beta'' = 0$$

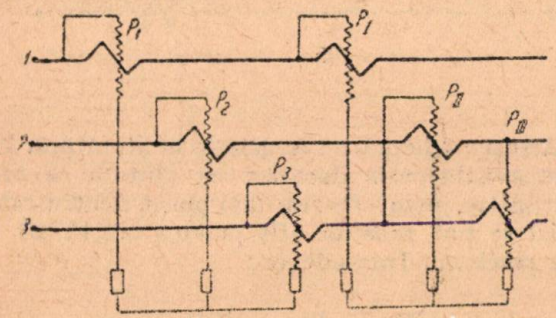


Fig. 14

din tabela 4 rezultă :

$$U_1' I_1 \cos \hat{U_1' I_1} + \frac{1}{2} U_1' I_2 \cos \hat{U_1' I_2} +$$

$$+ \frac{1}{2} U_2' I_1 \cos \hat{U_2' I_1} + U_2' I_2 \cos \hat{U_2' I_2} = P.$$

III. Concluzii

Aplicarea metodei componentelor simetrice, a permis scoaterea în evidenţă a tuturor schemelor de conexiuni posibile ale wattmetrelor, respectiv contoarelor, pentru măsurarea puterii respectiv energiei active şi reactive, la sisteme trifazate cu trei conductori. Ori tocmai aceste sisteme prezintă interes deosebit.

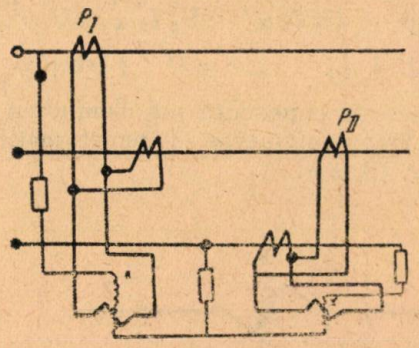


Fig. 15

In general, prescripţiile prevăd instalarea în întreprinderi separat a contoarelor, pentru energia utilizată la iluminat şi separat a contoarelor pentru energia consumată în instalaţiile de forţă. Acest lucru este prevăzut deoarece ta-

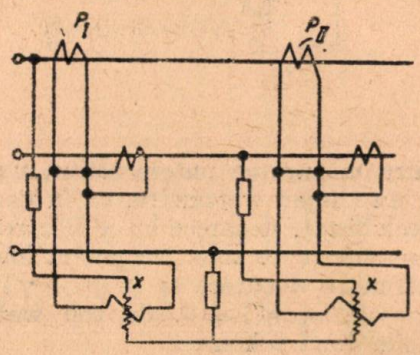


Fig. 16

riful va fi diferit. Dar o astfel de plasare a contoarelor este avantajoasă deoarece îmbunătăţirea factorului de putere priveşte în primul rînd instalaţia de forţă, deci sîntem interesaţi să cunoaştem factorul de putere în reţeaua corespunzătoare. Analizînd schemele de conexiuni posibile, s-au găsit două scheme care nu sînt tratate în literatură. Se menţionează că aceste scheme au fost realizate şi măsurătorile au dat rezultate corespunzătoare cu cele obţinute pe calea schemelor de măsură cunoscute (fig. 13 şi 14 tabela 5 şi 6).

Tabela 5

P W	Măsurătoarea 1	2	3	P W	Măsurătoarea 1	2	3
P_1	9,9	—6	17,7	P_I	9,6	—5,7	18
P_2	18	27	29,4	P_{II}	—13,5	—54	—69
P_3	—12	6	3	P_{III}	18	12,5	55,2
$P_1+P_2+P_3$	15,9	27	50,1	$2P_I-P_{II}-P_{III}$	14,7	27,3	49,8

Tabela 6

P VAR	Măsurătoarea			P VAR	Măsurătoarea		
	1	2	3		1	2	3
P_1	84	114	102	P_I	−63	−51	−76,5
P_2	12,6	99	114	P_{II}	42	6,3	114
P_3	33	41 4	105	P_{III}	12	99	15
$P_1+P_2+P_3$	129,6	254,4	321	$2P_{III}+P_{II}+P_I$	129	255,5	319,5

Avantajul schemelor găsite este evident dacă se compară cu schemele cunoscute.

Cele două scheme noi sînt avantajoase, deoarece din indicaţiile a trei wattmetre monofazate se poate măsura fără schimbarea conexiunilor atît puterea activă cît şi cea reactivă. Cu metodele cunoscute pentru a măsura puterea activă şi reactivă putem folosi trei wattmetre, conectate, odată pentru măsurarea puterii active apoi puterea reactivă schimbînd bornele de tensiune, pentru a realiza metoda celor două wattmetre cu punct neutru artificial. Dar în acest caz nu se mai măsoară simultan puterea activă şi cea reactivă. Pentru măsurarea simultană a acestor puteri trebuie folosite cel puţin patru wattmetre.

Dintre metodele cunoscute, metoda cea mai avantajoasă de măsurare a energiei active este cea bazată pe metoda celor două wattmetre, la care se foloseşte un contor cu două sisteme de măsură.

Energia reactivă se măsoară cel mai simplu prin metoda celor două wattmetre cu punct neutru artificial (fig. 10, *a*) realizat fie printr-un contor cu două sisteme de măsură şi punct neutru artificial, fie printr-un contor cu trei sisteme de măsură dintre care sînt conectate doar bobinele a două sisteme, bobina de tensiune al celui de al treilea sistem servind pentru crearea punctului neutru artificial. (fig. 10 b).

Economia minimă este înlocuirea unui contor cu două sisteme de măsură cu punct neutru artificial, cu un contor obişnuit cu două sisteme de măsură, etc.

Astăzi cînd la multe întreprinderi din ţară, nu se ţine încă evidenţa factorului de putere, din cauza greutăţilor întîmpinate la măsurarea energiei reactive, cunoaşterea schemei descrise este utilă. Este suficient să existe încă un singur contor cu două sisteme de măsură, pe lîngă contorul cu două sisteme de măsură existent pentru măsurarea energiei active, pentru a putea măsura şi energia reactivă.

★

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА СИММЕТРИЧНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ АКТИВНОЙ И РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ, СООТВЕТСТВЕННО ЭНЕРГИИ В ТРЕХПРОВОДНЫХ ТРЕХФАЗНЫХ СИСТЕМАХ

Резюме

Производится анализ схем присоединения ваттметров, соответственно счетчиков при измерении активной и реактивной мощности, соответственно энергии в трехпроводных трехфазных сетях с неуравновешанной нагрузкой и симметричными сопряженными напряжениями. Применяя метод симметричных составляющих систематически указываются все возможные схемы присоединения.

Указывается что существуют две схемы соединений не цитированные в литературе представляющие преимущество измерения, посредством трех ваттметров, как активной так и реактивной мощности. Так же можно измерять двумя счетчиками с двойной измерительной системой как активную, так и реактивную энергию.

2177 E Lee 10/55
LEPORDITVO

MAŞINI ELECTRICE CU ROTORUL CONIC

Ing. V. BUNEA
Laureat al Premiului de Stat

Sînt arătate metodele de predeterminare prin calcul a caracteristicilor motorului asincron cu rotorul conic. Se arată cum se determină forţa axială în fenomenele tranzitorii la conectarea motorului asincron cu rotorul conic, în colivie de veveriţă.

Intr-un număr trecut al revistei [12] s-au arătat particularităţile constructive şi tehnologice ale motoarelor asincrone cu rotorul conic, în măsura în care acestea se deosebesc de cele ale motoarelor normale cu rotorul cilindric. In prezenta lucrare se va arăta calculul parametrilor şi dimensiunilor acestor motoare.

Prima problemă care se pune, este dacă motorul cu rotorul conic şi-a păstrat caracterul de motor asincron.

Pentru aceasta ne referim la ecuaţiile de bază ale motorului asincron polifazat, care decurg [6 pag. 12 şi 17]. din cele ale transformatorului rotativ polifazat. Se vede cu uşurinţă că nu poate exista nici o deosebire, din punct de vedere electric, între un transformator rotativ polifazat cu rotorul cilindric şi unul cu rotorul conic. Singura diferenţă este de natură geometrică în sensul că bobinele unui sînt dreptunghiulare, în timp ce la celălalt sînt trapezoidale. Ecuaţiile de bază sînt aplicabile deci ambelor categorii de transformatori rotativi polifazaţi şi deci implicit ambelor categorii de motoare. Motorul cu rotorul conic va funcţiona prin urmare şi el conform ecuaţiilor [1 pag. 611 şi 6 pag. 26]

$$U_1 = -E_1 + I_1 Z_1 \qquad (1)$$

$$E'_2 = I'_2 Z'_2 \qquad (2)$$

$$I_1 + I'_2 = I_\mu \qquad (3)$$

In acest ecuaţii U_1, E_1, I_1, Z_1 sînt: tensiunea aplicată, forţa electromotoare, curentul şi impedanţa circuitului primar (statorul): iar E'_2, I'_2, Z'_2, sînt mărimile omoloage corespunzînd circuitului secundar (rotorului) însă raportate la numărul de spire ale circuitului primar. Impedanţa Z'_2 ţine seama, atît de eventualele rezistenţe adiţionale ca de exemplu ale reostatului de pornire, cît şi de valoarea sf a frecvenţei în circuitul rotoric, unde s este alunecarea şi f — frecvenţa curentului de alimentare

$$Z'_2 = R'_2 + jsX'_2. \qquad (4)$$

R'_2 fiind valoarea raportată a rezistenţei totale a circuitului rotoric; iar X'_2 — reactanţa lui la 50 Hz; I_μ — curentul de magnetizare măsurat de pe partea primară.

Ecuaţile (1), (2), (3), (4) arată 'atît caracterul de maşină asincronă al motorului cu rotor conic, cît şi faptul că acestuia îi va corespunde o diagramă circulară de funcţionare ale cărei ecuaţii se deduc din ecuaţiile arătate [1].

Calculul motorului asincron cu rotorul conic se va efectua deci analog oricărui motor asincron normal, determinîndu-se parametrii motorului la mersul în gol şi în scurtcircuit.

Motorul asincron cu rotorul conic la mersul în gol

Pentru calculul elementelor de funcţionare în gol ale motorului, este necesar să se cunoască distribuţia inducţiei în întrefier. Este uşor de văzut că spre deosebire de motorul cu rotorul cilindric, cîmpul în întrefier şi rest nu va mai avea

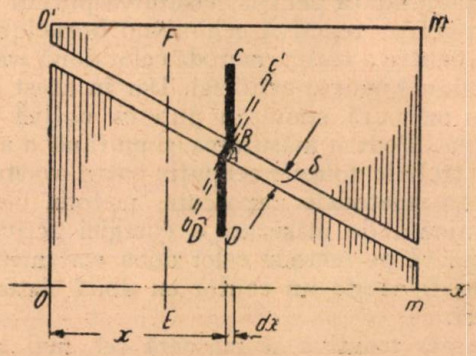


Fig. 1

caracter plan paralel. In întrefier tubul de forţă trebuie să fie perpendicular pe suprafaţa rotorului, iar în interiorul miezului magnetic stator şi rotor el va fi paralel cu tolele. Din acest motiv tu bul de forţă va avea aspectul din fig. 1, unde mărimea întrefierului şi conicitatea au fost reprezentate mărite. Se vede că tubul de forţă nu are drumul numai într-un plan ci în trei plane, planul AB, corespunzînd întrefierului, planul BC din pachetul de tole stator şi planul AD din pachetul de tole rotor. In punctele A şi B linia de forţă are cîte o refracţie. O altă circulaţie a liniei de forţă nu poate fi posibilă. Astfel de pildă drumul plan $D'C'$ din fig. 1 conduce la o reluctanţă mărită deoarece tubul de forţă este obligat să străbată toate izolaţiile dintre tolele, care îi stau în cale Acest lucru contrivine principiului reluctanţei minime [3]. Dacă în plus fluxul este alternativ, aşa cum este în cazul de faţă, acest lucru va produce în diferitele tole pe care le străbate, curenţi turbionari importanţi, care vor fi o nouă cauză de a face ca fluxul să treacă altunde, [8].

Intrefierul δ este în general foarte mic faţă de proporţiile restului circuitului magnetic, chiar dacă rotorul se află depărtat de stator [12 fig. 1] Din acest motiv, se va face o eroare foarte mică, dacă se consideră totuşi cîmpul plan, valoarea

întrefierului geometric fiind însă cea măsurată perpendicular pe suprafața rotorului.

Trecînd la un alt plan EF (fig. I) paralel cu DC, cîmpul va fi diferit și cîteodată mult diferit de

Fig. 2

primul, spre deosebire de o mașină cu rotorul cilindric, unde cîmpul este același în diferitele plane paralele perpendiculare pe ax, cu mica excepție a capetelor mașinii. Din acest motiv pentru a putea calcula mașina cu rotor conic la mersul în gol este nevoie să cunoaștem repartiția inducției în întrefier atît în sens radial cît și în sens axial. Fig. 2 și 3 arată în spațiu aspectul

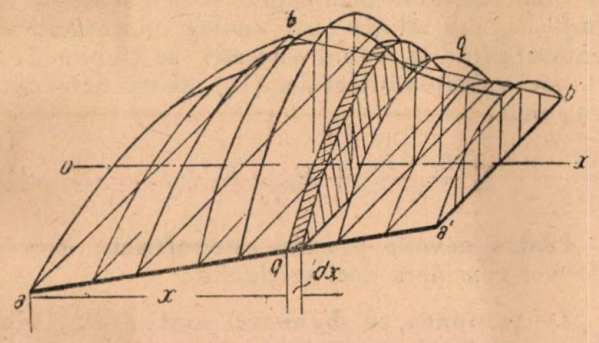


Fig. 3

cîmpului pe pol la un motor cu rotor conic. In (fig. 3) ab este reprezentat pasul polar în secțiunea conținînd diametrul D_{max} adică în secțiunea OO' (fig. 1) iar $a'b'$ este pasul în secțiunea conținînd pe D_{min} adică în secțiunea mm' (fig. 1). In articolul trecut aceste diametre s-au notat cu Φ_{max} și Φ_{min}. Intr-o secțiune situată la distanța x (fig. 3) cîmpul va avea aspectul arătat în fig. 4, unde s-a notat cu B_x inducția maximă în această secțiune.

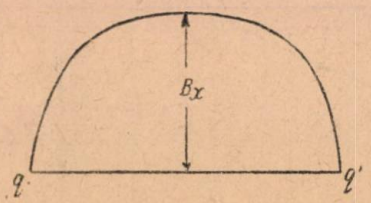


Fig. 4

Distribuția inducției în sens radial pe pasul qq' va fi o sinusoită turtită. Admitem că distribuția inducției într-un astfel de plan qq', perpendicular pe ax, se face ca și la motoare normale [2 pag. 117]. Turtirea are drept principală cauză efectul de saturație al dinților, neglijîndu-se efectele celorlalte porțiuni ale circuitului magnetic Ipoteza admisă că distribuția inducției în planul x se face analog unui motor normal cu rotorul cilindric cu datele geometrice corespunzînd acestui plan, este justă, deoarece distribuția forțelor magnetomotoare a circuitului magnetic în acest motor, este identic cu cea din planul x al motorului cu rotorul conic (fig. 1), iar cauzele deformației curbei cîmpului sînt aceleași. In aceste condiții fluxul $d\varphi_x$ (fig. 3) va avea valoarea :

$$d\varphi_x = \alpha_{ix} b_{px} B_x dx \qquad (5)$$

In această formulă b_{px}, este pasul polar în secțiunea x, iar α_{ix} coeficientul lățimii de calcul a polului. Acest coeficient se găsește în curbele din [2 pag. 117] și se determină în funcție de coeficientul de saturație :

$$k_s = \frac{F_\delta + F_{ds} + F_{dr}}{F_\delta} \qquad (6)$$

unde F_δ; F_{ds}; F_{dr}; sînt forțele magnetomotoare necesare magnetizării respectiv întrefierului, dintelui stator și dintelui rotor. Pentru a putea afla, care este contribuția dE_{1x} a fluxului elementar $d\varphi_x$ la inducerea forței electromotoare E_1, din circuitul primar, trebuie diferențiat ecuația (5) :

$$dE_{1x} = -W_1 \frac{d}{dt}(d\varphi_x) \qquad (7)$$

unde W_1 reprezintă numărul de spire pe fază.

Rezultatul acestei operații este [2 pag. 129] :

$$-dE_{1x} = 4k_{Ex} \cdot f \cdot W_1 \xi_1 d\varphi_x 10^{-8} \text{ în volți} \qquad (8)$$

unde f reprezintă frecvența, ξ_1 factorul de bobinaj și k_{Ex} factorul de formă al curbei cîmpului [2 pag. 117].

Din (5) și (8) se deduce :

$$-dE_{1x} = 4\alpha_{ix} k_{Ex} b_{px} \xi_1 \cdot f \cdot W_1 B_x dx \, 10^{-8} \qquad (9)$$

de unde :

$$-E_1 = 4\xi_1 \cdot f \cdot W_1 10^{-8} \int_0^{\frac{l}{\cos\alpha}} \alpha_{ix} k_{Ex} b_{px} B_x \, dx \qquad (10)$$

2α fiind unghiul de vîrf al conului rotorului.

Condițiunea de integrabilitate a relației (10) este ca valorile inducțiilor B_x să corespundă unei aceleași forțe magnetomotoare $W_1 I_\mu$.

Trebuie remarcat că repartiția inducției maxime B_x dealungul întrefierului în sens axial este determinată de întregul circuit magnetic din secțiunea x, spre deosebire de repartiția radială a inducției (fig. 4) care se datorește aproape exclusiv întrefierului și dinților. Este foarte dificil de a determina B_x din valoarea forței magnetomotoare $W_1 I_\mu$ După cum este știut sistemul obișnuit și cel mai simplu este de a proceda invers adică se va determina $W_1 I_\mu$, care corespunde înducției B_x. Dacă se notează cu F_x forța magnetomotoare totală a circuitului magnetic, în secțiunea x corepunzînd inducției maxime în întrefier B_x, avem

[2 pag. 132] pentru bobinajul trifazat relaţia :

$$I_{\mu x} = \frac{pF_x}{2{,}7\, W_1 \xi_1}. \qquad (11)$$

Pe de altă parte între forţa electromotoare E_1 din relaţia (10) şi tensiunea aplicată U_1 există relaţia :

$$U_1 = -E_1 + X_1, I_\mu \qquad (12)$$

X_1 este reactanţa de scăpări a circuitului primar adică a stratorului. Valoarea reactanţei X_1 se

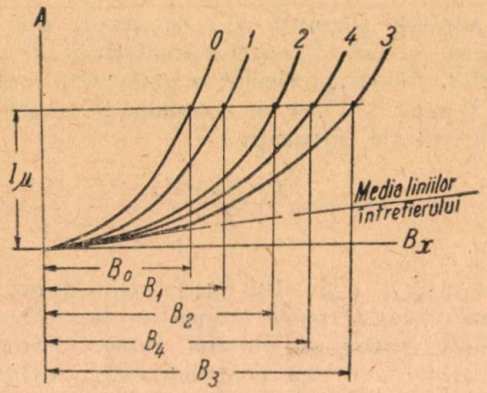


Fig. 5

deduce, aşa cum se va arăta mai jos, din calculul diferitelor reactanţe de scăpări. Calcul este simplu şi aproape identic de cel al motoarelor cu rotorul cilindric.

Dacă se variază valoarea B_x din secţiunea x şi se determină $I_{\mu x}$ pentru fiecare din aceste valori, se poate trasa curba $I_{\mu x} = f_x(B_x)$. Indicile x înseamnă că funcţia f_x se referă la secţiunea situată la distanţa x de origină. Dacă se face acelaşi lucru în alte secţiuni notate cu *0*, *1*, *2*, *3*, etc. se vor obţine diferite curbe ca în fig. 5 notate cu *0*, *1*, *2*, *3*, etc.

Pentru valori mici ale inducţiei B_x se poate neglija f.m.m. a fierului, astfel încît spre origină fiecare curbă este tangentă la linia corespunzătoare întrefierului. Pentru toate curbele linia întrefierului nu diferă una de alta, decît cu mică diferenţă adusă de factorul de întrefier, diferenţă care poate fi neglijată, astfel încît toate curbele sînt cu aproximaţie tangente la o linie medie a întrefierului (fig. 5).

La o valoare I_μ a curentului magnetizant se găseşte ca în fig. 5 valorile indicţiilor maxime B_0, B_1, B_2 în diferitele secţiuni *0*, *1*, *2*, *3*, *4*, etc. şi astfel se poate afla repartiţia inducţiei în sens axial.

Pentru fiecare valoare B_0 B_1, B_2 etc., în conformitate cu caracterele geometrice ale circuitelor magnetice din secţiunea *0*, *1*, *2*, *3*, se află k_s şi [2 pag. 117] deci valorile α_i şi k_E corespunzătoare şi se poate calcula forţa electromotoare pe unitatea de lungime din relaţia (10)

$$-\frac{dE_{1x}}{dx} = 4\alpha_{ix} \cdot k_{Ex} \cdot b_{px} \cdot \xi_1 \cdot f \cdot W_1 \cdot B_x \cdot 10^{-8} \text{V/cm} \qquad (13)$$

iar din (5) se deduce fluxul pe unitate de lungime :

$$\frac{d\varphi_x}{dx} = \alpha_{ix}\, b_{px}\, B_x. \qquad (14)$$

Dacă în fig. 6 se trec pe abscisă lungimile $\frac{x}{\cos\alpha}$ măsurate pe generatoarea conului şi în ordonată valorile $\frac{dE_{1x}}{dx}$ la curentul I_μ ales (fig. 5) se găseşte o curbă, care închide cu axa absciselor o suprafaţă a cărei valoare este forţa electromotoare E_1, iar tensiunea la borne U_1 se obţine din relaţia (12). Variind pe I_μ se va obţine chiar caracteristica de mers în gol a motorului cu rotorul conic şi deci se va putea afla I_μ corespunzător tensiunii reţelei.

Practic aplicarea formulei (10) respectiv (13) se face calculînd pentru fiecare din secţiunile x valoarea :

$$-E_{1x} = 4 \cdot \xi_1 \cdot f \cdot W_1 \frac{l}{\cos\alpha} \cdot 10^{-8} \cdot \alpha_{ix} \cdot k_{Ex} \cdot b_{px} B_x \qquad (15)$$

ceeace înseamnă că se consideră situaţia motorului cu rotorul cilindric avînd lungimea geometrică $l/\cos\alpha$ şi o tolă constantă şi identică cu cea corespunzînd secţiunii x. Se consideră deci o serie de secţiuni în lungul motorului *1*, *2*, *3*, *4*, n; *1* şi n fiind secţiunile dela capete şi se calculează valorile E_{ix} din relaţia (15) analog motoarelor cu rotorul cilindric avînd succesiv secţiunile *1*, *2*, *3*, iar valoarea integralei (10) se va determina ca suma :

$$-\frac{1}{n-1}\sum \frac{E_1 + E_n}{2} + E_2 + E_3 + \ldots + E_{n-1} \qquad (16)$$

Pentru nevoile practice este suficient $n = 5$. Se vor considera deci secţiunile :

1— secţiunea cu diametrul maxim D_{max} dela capăt al motorului;

2— secţiunea situată la $\frac{l}{4}$ de D_{max};

3— secţiunea situată la mijloc adică la $\frac{l}{2}$ de D_{max}

4— secţiunea situată la $\frac{3l}{4}$ de D_{max};

5— secţiunea cu diametrul minim D_{min}, de la celălalt capăt al motorului.

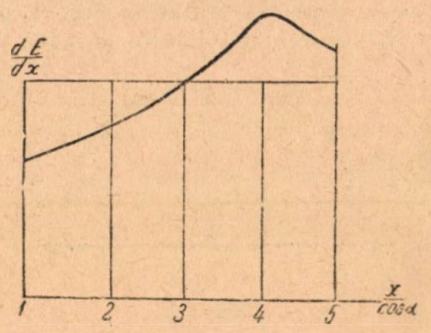


Fig. 6

In felul acesta s-a rezolvat prima problemă care s-a pus şi anume determinarea curentului de magnetizare I_μ.

Să aplicăm cele arătate aci la un caz practic de exemplu la motorul cu miezul magnetic arătat în

fig. 7 din articolul publicat anterior [12] şi reprodus aci în fig. 7, *a* şi 7, *b*. Fig. 7, *b* arată tola stator şi rotor corespunzînd diametrului interior maxim D_{max} care este 210 mm. Datele arătate în aceste figuri permit determinarea dimensiunilor geometrice ale oricărei tole din pachet. Caracteristicile electrice ale motorului sînt : motor trifazat 2,8 kW *220* volţi/fază, $2p = 6$, $W_1 = 240$ spire/fază, $\xi_1 = 0{,}966$, $f = 50$ Hz, iar coeficientul de împachetare $k_F = 0{,}87$, tg $\alpha = 0{,}25$, cos $\alpha = 0{,}97$:

$$\frac{l}{\cos \alpha} = \frac{12}{0{,}97} = 12{,}38 \text{ cm.}$$

In diagramele din fig. 8 s-au reprezentat prin linii pline curbele $I_{\mu x} = f_x(B_x)$ pentru fiecare din cele 5 secţiuni *1*, *2*, *3*, *4*, *5*, (fig. *7 a*) iar prin linii întrerupte curbele $E_{1x} = \psi_x(B_x)$. La curentul de *6* A de pildă se deduce pe curba plină *1* : $B_1 = 2\,950$ gauşi, la care corespunde pe verticală pe curba întreruptă *1* $E_{11} = 133$ V. La acelaşi curent corespunde respectiv $B_2 = 5750$; $E_{12} = 245$ V ; $B_3 = 6500$ şi $E_{13} = 265$ V, $B_4 = 6500$ şi $E_{14} = 24$ V ; $B_5 = 5750$ şi $E_{15} = 200$ V, iar relaţia (*16*)

$$-E_1 = \frac{1}{4} \sum \frac{133 + 200}{2} + 245 + 265 + 240 = 228 \text{ V.}$$

Reactanţa de scăpări X_{1x} a circuitului primar este 4,52 Ω astfel încît :

$$U_1 = -E_1 + \Delta U_1 = 228 + 4{,}52 \times 6 = 255{,}1 \text{ V.}$$

Procedînd astfel pentru diferite valori ale curentului de magnetizare s-a trasat caracteristica de mers în gol $U_1 = f(I_\mu)$ reprezentată în fig. 9, de unde s-a putut deduce valoarea de 4,75 A a curentului de magnetizare la 220 V. Pentru a uşura aplicarea practică a metodei, în anexă se arată detaliat modul de determinare a caracteristicelor din fig. 8, $I_{\mu x} = f_x(B_x)$ şi $E_{1x} = \psi_x(B_x)$.

Repartiţia axială a indcţiei la mersul în gol se obţine dacă în fig. 8 se vor citi pe curbele pline *1*, *2*, *3*, *4*, *5* valorile inducţiilor la curentul magnetizant de 4, 75 A. Această repartiţie este reprezentată în fig. 10.

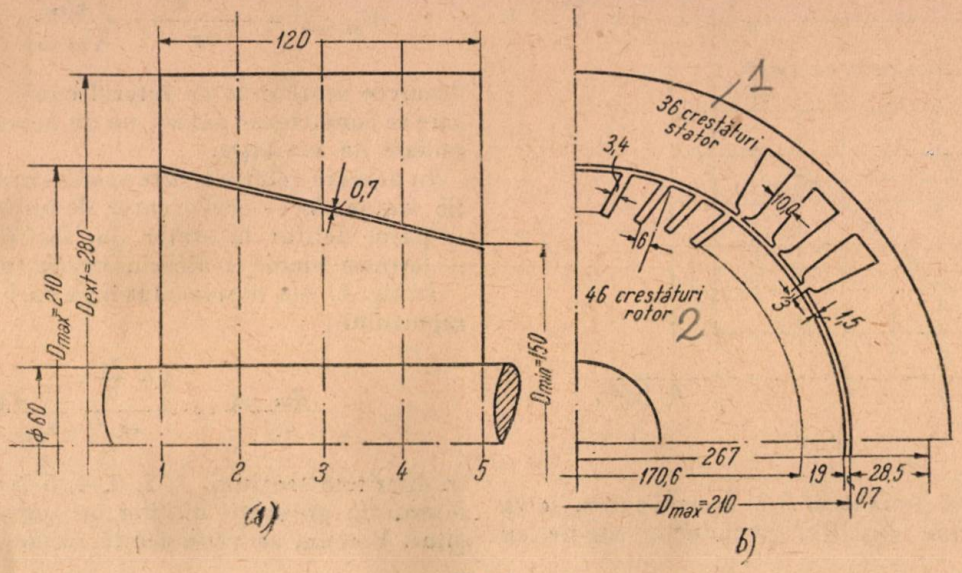


Fig. 7

Este important a cunoaşte secţiunea, respectiv diametrul rotorului, pentru care curentul de

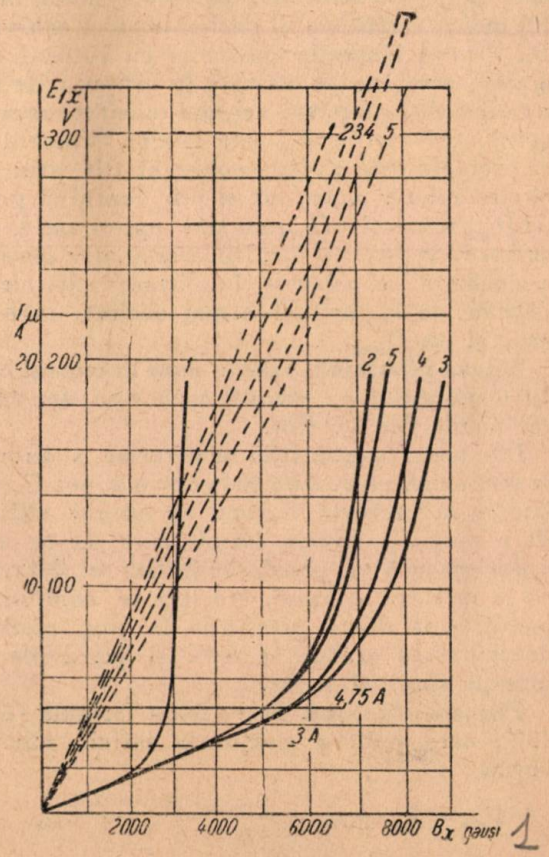


Fig. 8

magnetizare este acelaş cu cel determinat prin metoda de mai sus. Acest lucru echivalează cu a găsi motorul cu rotorul cilindric, cuprins între cele două diametre extreme D_{max} şi D_{min} şi care

să aibă același curent de magnetizare. Acest rotor poate fi numit rotor echivalent.

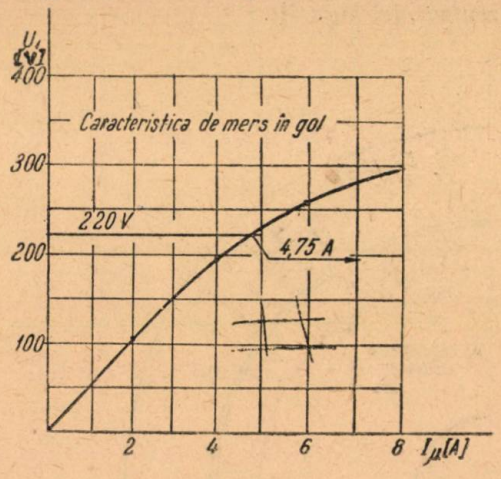


Fig. 9

Pentru a găsi diametrul D_e al acestui rotor, se va căuta în curba din fig. 10 inducția medie cu relația :

$$B_{med} = \frac{1}{n-1} \sum \frac{B_1 + B_n}{2} + B_2 + B_3 + \ldots + B_{n-1} \quad (15a)$$

Abscisa punctului de intersecție M al orizontalei B_{med} cu curba de repartiție a inducției (fig. 10) indică secțiunea și deci diametrul echivalent D_e. Pentru mașinile obișnuite cu rotorul conic această secțiune se găsește la distanța de circa o treime de la capătul cel mai solicitat magnetic, adică acolo unde B_x este minim. Motorul ales ca exemplu este puțin neobișnuit, atît prin conicitatea relativ mare cît și prin faptul că poziția lui D_{max} respectiv D_{min} nu sînt optim alese, după cum se va vedea mai jos. Din acest motiv secțiunea echivalentă se găsește la distanța de circa o pătrime de la capătul cel mai solicitat, care este capătul cu D_{max}.

A doua problemă, care se pune în mersul calculului motorului cu rotorul conic este determinarea pierderilor în fier.

Din cauza repartiției neuniforme a inducției în sens axial, pierderile în fier nu mai pot fi calculate ca la motorul normal cu rotorul cilindric. Pe o porțiune axială înfinit mică dx se poate considera însă că pierderile în fier se determină ca la motorul normal. Acestea se compun din pierderile în dinți, pierderile în jug, pierderile de suprafață stator și rotor și pierderile prin pulsație sator și rotor.

Pierderile în dinți. Se va folosi formula [2 pag. 159], care pentru porțiunea infinit mică dx devine :

$$P_{zdx} = k_{pz} \cdot p_{10/50} \left(\frac{B_{zx\ med}}{10\,000} \right)^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3} G_{zdx} \quad (15b)$$

unde P_{zdx} sînt pierderile în dinți ale feliei din secțiunea x de grosimea dx; $p_{10/50}$ — pierderile specifice ale materialului la 10 000 gauși și 50 Hz; $B_{zx\ med}$ — inducția medie în dinți în secțiunea x; G_{zdx} — greutatea dinților porțiunii dx respective; k_{pz} — coeficientul de spor din cauza prelucrării. Inducția în dinți $B_{zx\ med}$ se determină cu relația :

$$B_{zx\ med} = \frac{1 + \frac{\tau_1}{2}}{k_F} \cdot \frac{t_{1\,zx}}{b_{1\,zx\ med}} B_x \quad (16a)$$

deoarece motoarele cu rotorul conic, în mărimile care se construiesc astăzi, nu au nevoie de canale radiale de vetilație.

In această relație τ_1 este coeficientul de dispersie stator; k_F — coeficientul de împachetare; t_{1zx} — pasul dentar la stator în secțiunea x; b_{1zx} — lățimea medie a dintelui în secțiunea x.

In fig. 11 s-a reprezentat prin curba a variația raportului :

$$\frac{B_{zx\ med}}{B_x} = \frac{1 + \frac{\tau_1}{2}}{k_F} \frac{t_{1\,zx}}{b_{1\,zx\ med}} \quad (16c)$$

în diferitele secțiuni, *1*, *2*, *3*, *4*, *5* iar prin curba b variația greutății dinților pe unitatea de lungime. Precum se vede aceste curbe au variațiile

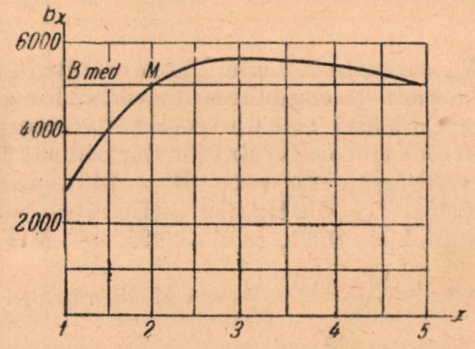


Fig. 10

în sens contrar. Cu ajutorul curbelor din fig. 11 și 10 se poate trasa în fig. 12 variația pierderilor

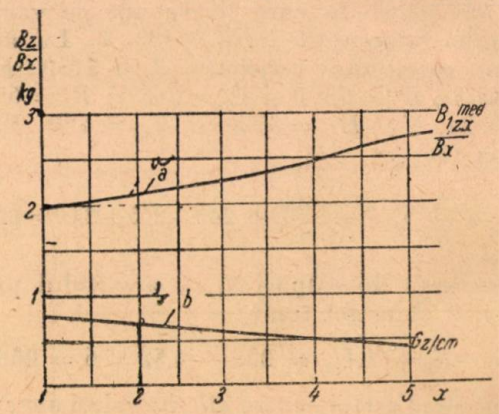


Fig. 11

în dinți pe unitatea de lungime axială. Pierderile în dinți sînt date de suprafața inclusă de curba din fig. 12 și axa absciselor. Curbele din fig. 10, 11 și 12 s-au executat pentru motorul cu datele arătate mai înainte și avînd tolele din tablă silicioasă cu $p_{10/50} = 2{,}4$ W/kg și fără a se aplica vre-un coeficient de spor. Valoarea pierderilor

în dinți calculată după fig. 12 este 21,7 W. Datorit caracterului curbei din fig. 10, 11 și 12 se vede

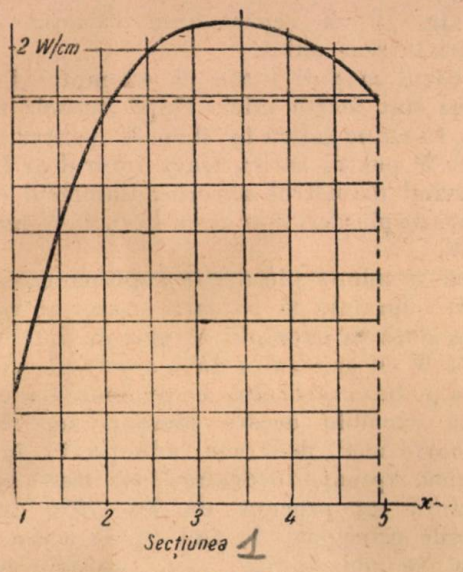


Fig. 12

că pierderile în dinți se poate calcula cu destulă exactitate ca și cum motorul ar avea rotorul cilindric cu diametrul echivalent.

Pierderile în dinți calculate la motorul luat ca exemplu considerînd rotorul cilindric cu diametrul echivalent, adică cu diametrul din secțiunea 2, sînt 21,2 W, deci destul de aproape de cele calculate prin metoda exactă.

Dacă la pierderile calculate mai sus se aplică coeficientul de spor recomandat $k_{ps} = 1{,}8$, acestea devin în realitate :

$$1{,}8 \times 21{,}7 = 39 \text{ W.}$$

Pierderile în jug. Se va folosi relația [7 pag. 69] :

$$P_{jdx} = k_{ps}\left(\frac{B_{jx}}{10\,000}\right)^2 G_{jdx}\left[K_{Hjx}\sigma_H \frac{f}{100} + K_{wjx}\,\sigma_\omega\left(\Delta\,\frac{f}{100}\right)^2\right] \text{ wați} \qquad (17)$$

unde B_{jx} este inducția în jug ; G_{jx} — greutatea

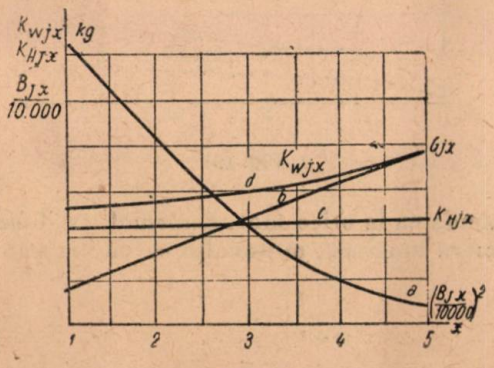


Fig. 13

jugului în kg ambele în secțiunea x : f — frecvența ; Δ — grosimea tablei în mm, obișnuit 0,5 mm : σ_H și σ_ω — coeficienți care depind de grosimea și calitatea tablei (pentru tablă $\Delta = 0{,}5$ și $p_{10/50} = 2{,}4$ W/kg ; $\sigma_H = 3{,}8$ $\sigma_\omega = 6{,}4$) : K_{hjx} și K_{wjx} — factori, care depind de numărul de poli și de raportul diametrului interior către cel exterior $\frac{D}{D_e}$. Aceștia se numesc factori de histereză și factorul pentru curenții turbionari [7 fig. 84 și 85]. În relația (17) variază în sens axial : B_{jx} ; G_{jdx} ; K_{hjx} și K_{wjx}. In fig. 13 s-au reprezentat pentru mașina din exemplul anterior pentru diferitele secțiuni, valorile $\left(\frac{B_{jx}}{10\,000}\right)$ (curba *a*) ; G_{jx} în kg/cm (curba *b*) ; K_{hjx} și K_{wjx} (curbele *c* și *d*) iar în fig. 14 variația pierderilor pe unitatea de lungime fără a ține seama de vreun coeficient de spor. Pierderile în jug sînt date de suprafața inclusă de curba (fig. 14) cu axa absciselor. Pentru exemplul ales se deduce pentru aceste pierderi 31 W. Dacă s-ar considera motorul cu rotorul cilindric cu diametrul echivalent, adică cel din secțiunea 2, s-ar găsi pierderi în jug puțin mai mari, la exemplul ales 47 W față de 31 W. In general, dacă se ține seama și de observațiile de la sfîrșitul articolului, acest lucru nu se întîmplă în general în proporția aceasta. Pe de altă parte practica a arătat că obișnuit pierderile în fier măsurate, depășesc pe cele calculate. Dacă se ține seama de faptul că coeficientul de spor k_{ps} este un coeficient tehnologic nesigur, autorul recomandă ca suficient și acoperitor ca pierderile în fierul jugului să fie calculate ca și pierderile în dinți. pentru motorul cu rotorul echivalent. In cazurile excepționale unde aceste pierderi ar rezulta exagerate să se facă un calcul mai exact după metoda arătată aici, adică prin determinarea pierderilor pe unitatea de lungime și prin calcularea suprafeței inclusă de curba din fig. 14 cu axa absciselor. Pentru exemplul ales dacă se admite un coeficient de spor de 1,8 pierderile devin 56 W. In general însă coeficientul de spor

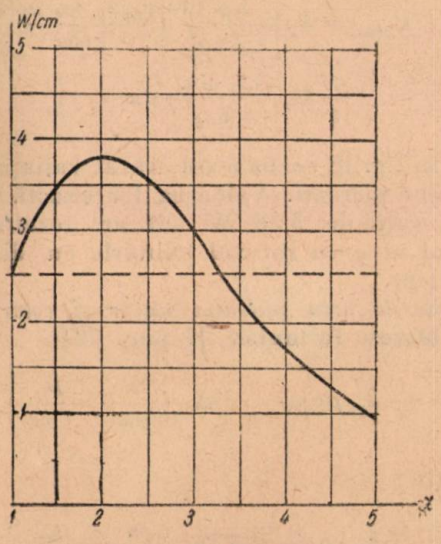


Fig. 14

pentru pierderile în fierul jugului este de 1,3—1,5. In cazul cînd calculul acestor pierderi se face pe baza rotorului echivalent, autorul recomandă un coeficient de spor de 1,3.

Pierderile de suprafață în fierul statorului. Se va folosi formula dedusă din [2 pag. 160 și 161].

$$P_{1sdx} = k_0 \left(\frac{N_2 n}{10\,000}\right)^{1,5} \left(\frac{t_{2zx}\,\beta_{02}\,k\delta_2 B_x}{1\,000}\right)^2 \frac{\pi}{2} D_{1x} \frac{t_{1zx}-s_1}{t_{1zx}}\,dx \qquad (18)$$

unde k_0 coeficient depinzînd de grosimea și calitatea tolei (pentru tole normale de 0,5 m $k_0 = 2,5$); N_2 — numărul de crestături rotor; n — numărul de rotații pe minut: t_{zx} — pasul dentar rotor în cm; $k_{\delta 2}$ — factorul de crestătură pentru rotor; β_{02} — un coeficient depinzînd de $\frac{s_2}{t_{2zx}}$ [2 fig. 8]; D_{1x} — diametrul interior în secțiunea x în m; dx lungimea geometrică în m; s_1 — des-

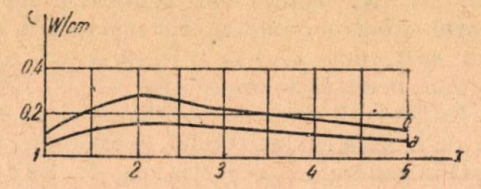


Fig. 15

chiderea crestăturii stator în cm. In fig. 15 (curba *a*) se arată variația axială a pierderilor de suprafață în fierul statorului la mașina luată ca exemplu.

Aceste pierderi în cazul exemplului ales sînt. mici. Calculată după curba *a* din fig. 15 ele se urcă la 1,48 W. Dacă s-ar considera motorul cu rotorul cilindric cu diametrul echilvalent aceste pierderi s-ar urca la 1,92 W.

Pierderile de suprafață în fierul rotorului. Se procedează în mod identic ca pentru pierderile, de suprafață în fierul statorului folosindu-se formula corespunzătoare pentru motorul normal.

$$P_{2sdx} = k_0 \left[\frac{N_1 n}{10\,000}\right]^{1,5} \left[\frac{t_{1zx}\,\beta_{01}\,k\delta_1\,B_x}{1\,000}\right]^2 \frac{\pi}{2} D_{1x} \frac{t_{2zx}-s_2}{t_{2zx}}\,dx \qquad (18)$$

Tot în fig. 15 curba *b* s-a arătat variația axială a acestor pierderi. Valoarea lor exactă este de 2,4 W față de 3,36 W cît ar rezulta- dacă motorul ar avea rotorul cilindric cu diametrul echivalent.

Pierderile prin pulsație stator și rotor. Se folosesc formulele]7 pag. 72]

$$P_{1p} = \frac{1}{2} k_{pp} p_{10/50} \frac{1}{36} \left(\Delta \frac{N_2 n}{10\,000} \cdot \frac{B_{1p}}{1\,000}\right)^2 G_{1z} \text{ W} \qquad (19)$$

respectiv:

$$P_{2p} = \frac{1}{2} k_{pp} \cdot p_{10/50} \frac{1}{36} \left(\Delta \frac{N_1 n}{10\,000} \cdot \frac{B_{2p}}{1\,000}\right)^2 G_{2z} \text{ W} \qquad (20)$$

unde k_{pp} este un coeficient de spor, care se recomandă să fie egal cu 1,8; Δ reprezintă grosimea tolei în mm; G_{1z} — greutatea dinților în kg; B_{1p}, respectiv B_{2p} — amplitudinea pulsațiilor inducției în dinții statorului, respectiv ai rotorului.

In fig. 16 s-a reprezentat variația acestor pierderi în sens axial.

In cazul mașinii luate ca exemplu și aceste pierderi sînt foarte mici. După curbele arătate în fig. 16 ele se ridică la 0,35 W pentru stator și 0,78 W pentru rotor. Dacă rotorul ar fi cilindric avînd diametrul exterior diametrul echivalent, aceste pierderi s-ar urca la 0,30 W respectiv 0,66 W.

Dacă se adună pierderile suplimentare, adică cele de suprafață și pulsație stator și rotor la mașina dată ca exemplu, se găsește 5,01 W față de 6,24 W cît ar rezulta dacă aceste pierderi s-ar calcula pe baza rotorului echivalent. La motorul dat ca exemplu aceste pierderi suplimentare sînt foarte mici, deoarece inducția în întrefier este mică. Aproape totdeauna însă aceste pierderi reprezintă un procent de 30—70% față de pierderile principale în fier și de aceea foarte adesea se obișnuiește ca aceste pierderi să nu se mai calculeze exact, ci să se includă în cele principale, care deci vor fi afectate de un coeficient de spor de 1,3—1,7 în medie 1,5.

In urma celor arătate aci cu privire la pierderile în fier se poate trage concluzia că mașina cu rotor conic are cu aproximație suficientă același pierderi ca mașina normală cu rotorul cilindric avînd diametrul egal cu diametrul echivalent.

Reactanțele motorului cu rotor conic. Așa cum s-a arătat mai sus, calculul reactanțelor unui motor cu rotor conic nu prezintă nici un fel de dificultate. Reactanțele, care trebuie determinate sînt cele datorite scăpărilor din crestătură, capetelor de bobină; dintre vîrfurile dinților precum și reactanțele diferențiale.

Reactanța datorită dispersiunii din crestătură. Se

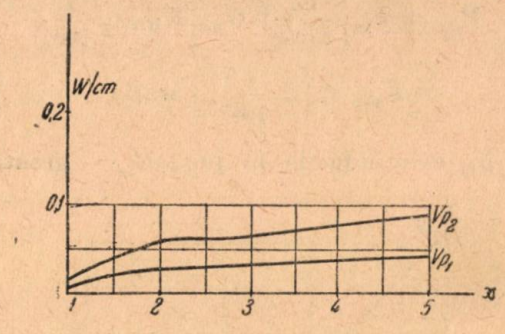


Fig. 16

va calcula ca la orice motor normal, cu diferența că pentru lungimea motorului se va lua valoarea

$$\frac{l}{\cos\alpha}. \qquad (21)$$

Același lucru se poate spune și despre *reactanța datorită scăpărilor dintre vîrful dinților*, precum și despre *reactanța diferențială.*

Reactanța datorită dispersiunii capetelor de bobină. In calculul acestor reactanțe trebuie avut în vedere faptul că geometric cele două capete

de bobină și anume atît cele ale statorului cît și ale rotorului sînt foarte diferite între ele. Din acest motiv se vor calcula separat reactanțele pentru fiecare cap de bobină, iar valorile găsite se vor însuma. Calculate după acest principiu, s-au găsit următoarele reactanțe, la motorul luat de exemplu :

$$\text{stator} = X_1 = 4{,}5\ \Omega$$

$$\text{rotor} = X'_2 = 3{,}58\ \Omega.$$

Prin calcularea datelor de mers în gol și a celor în scurtcircuit, așa cum s-a arătat mai sus, se poate desena diagrama circulară a motorului și astfel se pot determina toate elementele, care mai interesează. Astfel de pildă, se va determina momentul de pornire a cărui cunoaștere este esențială, cu ajutorul relațiilor cunoscute din literatura tehnică. La calcularea elementelor de pornire trebuie să se țină seama, dacă rotorul este cu bare înalte, sau colivie dublă, în care caz rezistențele și reactanțele trebuie determinate în consecință, întocmai ca la un motor obișnuit cu rotorul cilindric. In momentul pornirii, poziția rotorului este depărtată de stator astfel că motorul cu rotor conic are la pornire un întrefier simțitor mărit. Elementele de pornire, cum ar fi de pildă momentul de pornire, trebuie calculat însă în ipoteza întrefierului normal de funcționare, deoarece imediat după conectare, rotorul va fi atras spre stator în sensul eliberării lui din starea frînată în care se află.

Determinarea forței axiale

Un element de cea mai mare importanță la motorul cu rotor conic este determinaterea forței axiale. Funcționarea frînei și deci a întregului dispozitiv de siguranță în exploatare al planului, se bazează pe existența acestor forțe axiale, a cărei valoare în kg este :

$$F = \frac{10^{-6}}{0{,}\_ \times 9{.}81 \times \pi} \sin\alpha \int_S B\,ds \qquad (22)$$

Integrarea trebuie să fie extinsă pe întreaga suprafață S a rotorului conic. In tot timpul procesului de acționare tensiunea U aplicată palanului rămîne constantă.

Obișnuit rotorul face la conectarea curentului o cursă axială de 2,5—6 mm după mărimea motorului, valoarea de 6 mm corespunde palanului de 5 tone, iar valoarea de 2,5 mm palanului de 250 și 500 kg. Dacă se notează cu δ întrefierul geometric de funcționare, cu δ_1 întrefierul geometric la pornire, adică în starea frînată a palanului și cu s cursa există relația :

$$\delta_1 = \delta + s \sin\alpha \qquad (23)$$

astfel la motorul luat de exemplu $\delta = 0{,}7$ mm ; $\sin\alpha = 0{,}243$; $s = 5$ mm deci $\delta_1 = 1{,}91$ mm. Motorul se găsește deci la pornire în scurtcircuit cu un întrefier mărit. Calcularea forței axiale trebuie făcută în ipoteza acestui întrefier. mărit. Pentru a putea determina inducția B_δ în acest moment este necesar a cunoaște forța electromotoare E_p și deci fluxul mașinii :

$$-E_{1p} = U_1 - Z_{1p} I_{1p} \qquad (24)$$

$$I_{1p} = \frac{U_1(1+\tau_{2p})}{Z_{1p} + (1+\tau_{1p}) Z'_{2p}} \qquad (25)$$

unde Z_{1p}, Z'_{2p} este impedanța la pornire a circuitului stator respectiv rotor, I_{1p} — curentul de pornire ; τ_{1p} și τ_{2p} factorii de dispersiune primar și secundar în momentul pornirii. In ecuațiile (24) și (25) în afară de τ_{1p} și τ_{2p} toate celelalte mărimi sînt vectori de timp și mărimi complexe. Este fără nici o îndoială că determinarea mărimilor din ecuațiile (24) și (25) în ipoteza motorului conic în stare frînată, adică avînd un întrefier geometric δ_1, nu va putea prezenta nici o dificultate.

Impedanțele Z_{1p} și Z'_{2p} cu întrefierul δ_1 sînt ceva mai mici ca cele corespunzînd întrefierului normal δ, din cauza reactanței diferențiale, care scade cu valoarea acestui întrefier. Pe de altă parte coeficienții de dispersiune τ_{1p} și τ_{2p} cresc foarte mult datorită întrefierului foarte mărit. Formula (24) poate fi pusă și sub forma :

$$-E_{1p} = \frac{U_1}{Z_{1p}} \cdot \left[1 - \frac{1+\tau_{2p}}{1 + (1+\tau_{1p})\dfrac{Z'_{2p}}{Z_{1p}}}\right] \qquad (26)$$

Față de situația motorului cu întrefierul normal de funcționare, formula (26) dă obișnuit rezultate ceva mai avantajoase pentru forța axială, E_{1p} fiind aproape totdeauna mai mare ca E_{1k} unde E_{1k} este forța electromotoare la scurtcircuit cu întrefierul normal. Pentru calcularea lui τ_{1p} și τ_{2p} trebuie calculat curentul de magnetizare pentru întrefierul mărit δ_1, care ar implica o reluare a calculului arătat la început, ceea ce este destul de dificil. In realitate lucrurile se pot simplifica foarte mult prin aceia că este suficient a determina curentul magnetizant al motorului cu rotorul echivalent și avînd întrefierul δ_1. Este evident că același lucru se poate spune și despre calcularea impedanțelor Z_{1p} și Z'_{2p}. In acest fel determinarea lui E_{1p} se va putea face foarte comod grafic, cunoscînd curentul de pornire I_{1p} $\cos\varphi_p$; X_p ; r_{1p}, așa cum este arătat în fig. 17. In această figură OP este curentul de pornire I_{1p} ; AO tensiunea U_1 ; AB este căderea ohmică în stator r_{1p} I_{1p} ; BC este căderea inductivă X_{1p} I_{1p} :

$$OC = E_{1p}.$$

Pentru a putea proceda la integrarea (22) este evident indispensabil de a cunoaște repartiția inducției în întrefier în situația de pornire. Acest lucru poate fi făcut cu ajutorul curbelor din fig. 8, după una, sau cel mult două tatonări, Astfel la motorul ales pentru exemplificare și avînd întrefierul δ_1 de pornire de 1,91 mm, se deduce cu ajutorul rotorului echivalent că E_{1p} = 140 V, iar repartiția inducției este cea corespunzătoare curentului magnetizant de 3 A figurat cu linia întreruptă în fig. 8.

Se poate face o verificare suplimentară a justeții procedeului cu rotorul echivalent. La curentul de magnetizare de 3 A [linia întreruptă

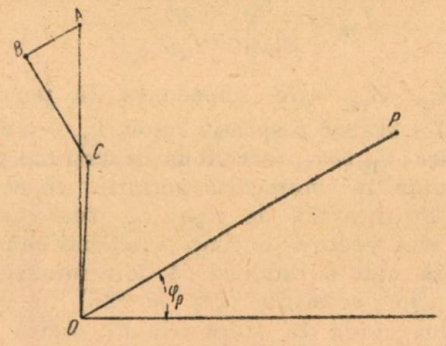


Fig. 17

fig. 8] se deduce următoarea repartiție a forțelor electromotoare :

$$E_1 = 114 \text{ C}$$

$$E_2 = 154 \text{ V}$$

$$E_3 = 144 \text{ V}$$

$$E_4 = 132 \text{ V}$$

$$E_5 = 122 \text{ V}$$

astfel încît din relația (16) se deduce $E_{1p} = 137$ V adică foarte aproape de 140 V rezultați anterior. Repartiția este arătată în fig. 18. Din cauza căderilor mari de tensiune la pornire, E_{1p} este destul de mic și anume ceva mai mare ca $\frac{U_1}{2}$, circuitele magnetice vor fi aproape totdeauna nesaturate, astfel încît, inducția se va distribui axial în întrefier cele mai adesea în mod uniform, cum dealtfel se vede și în exemplul ales. In ipoteza că admitem o distribuție axială uniformă a inducției în întrefier, valoarea maximă a acesteia se va deduce din formula

$$B_p = \frac{E_{1p}\, 10^8}{4\, \alpha_i\, k_E\, b_{p\,med}\, .\, \xi_1 \cdot f \cdot W_1 \frac{l}{\cos \alpha}} \qquad (27)$$

Circuitul magnetic nefiind saturat valoarea $\alpha_i k_E$ poate fi luată egală cu 0,72. Astfel în cazul

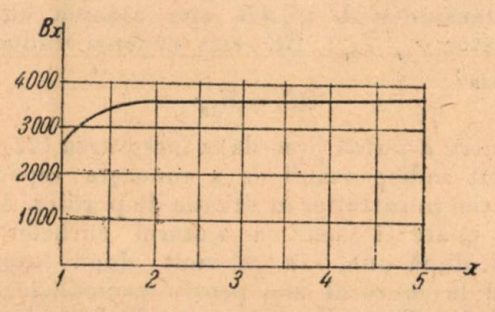


Fig. 18

exemplului ales se deduce $B_p = 3\,565$ G, valoare foarte apropiată de valoarea medie dedusă din curbele din fig. 18.

Chiar în ipoteza că se cunoaște repartiția axială a inducției în întrefier, așa cum s-a exemplificat în fig. 18, efectuarea integralei (22) este dificilă. Din acest motiv este preferabil și suficient să procedăm în mod simplificat considerînd că inducția se repartizează uniform în sens axial și sinusoidal în sens radial. Aceste simplificări sînt admisibile, dacă circuitele magnetice nu sînt saturate, așa cum este cazul la conectarea curentului. In aceste condițiuni rezultatul integrării duce pentru valoarea forței axiale la expresia :

$$F = \frac{10^{-6} \sin \alpha}{0{,}8 \times 9{,}81 \times \pi} \frac{1}{2} B_I^2 S \qquad (28)$$

In această formulă S este suprafața exterioară a conului și care este egală cu suprafața exterioară a rotorului cilindric avînd diametrul mediu :

$$S = \pi \frac{D_{max} + D_{min}}{2} \frac{l}{\cos \alpha} = \pi D_{med} \frac{l}{\cos \alpha}. \qquad (29)$$

Introducînd în relația (28) se deduce :

$$F = 1{,}6\, D_{med} \cdot l \cdot \text{tg}\, \alpha \left(\frac{B_p}{5\,000}\right)^2 \text{kg}. \qquad (30)$$

Pentru motorul exemplificat s-a dedus $F = 45$ kg.

După conectare și îndată ce motorul pornește forța de atracție F crește, deoarece și inducțiile cresc. La mersul nominal forța electromotoare este :

$$-E_{1n} = U_1 - Z_1 I_{n1}. \qquad (31)$$

Astfel la motorul luat ca exemplu se obține $E_{1n} = 175$ V

$$F_n = 45 \left(\frac{175}{140}\right)^2 = 70 \text{ kg}.$$

Situația motorului la pornire nu este atît de dezavantajoasă cît ar rezulta după examinarea de mai sus. In realitate la pornire ia naștere un fenomen tranzitoriu favorabil și care mărește simțitor forța de atracție. Fenomenul tranzitoriu este identic cu cel care se petrece la conectarea oricărui motor asincron calat avînd rotorul în scurtcircuit. El este studiat din punct de vedere al curenților stator și rotor și al fluxurilor de M. P. Kostenco [8 pag. 413 și pag. 631].

La conectare în afară de fluxul, respectiv inducția de mărime staționară și ale căror valori sînt menționate mai înainte, se suprapune un flux adică o inducție liberă de circulație, formată din două componente tranzitorii. Una din componente, care se datorește cîmpurilor de dispersiune și care se stinge foarte repede și o componentă datorită inducției mutuale și care se atenuiază încet. Dacă neglijăm componenta care dispare rapid, componenta datorită inducției mutuale are valoarea :

$$B_0\, e^{-\frac{t}{T_m}} \qquad (31)$$

unde B_0 este inducția datorită curentului magnetizant I la conectare, iar

$$T_m = \frac{2 X_0}{\omega r_1} = \frac{2 E_0}{\omega r_1} \text{sec.} \qquad (32)$$

unde X_0 este reactanța fluxului principal la mers în gol cu întrefierul δ_1 ; E_0 — forța electromotoare în gol, considerînd întrefierul δ_1 de la conectare ; ω pulsația, r_1 rezistența stator (presupusă egală aproximativ cu cea a rotorului raportată la stator). La motorul luat ca exemplu curentul de mers în gol la întrefierul δ_1, = 1,91 m, care există la conectare, este de 8,65 A. astfel încît :

$$-E_0 = 220 - 8.65 \times 4,5 = 181 \text{ V};$$

$$X_0 = \frac{181}{8,65} = 21 \Omega;$$

$$T_m = \frac{2 \times 21}{314 \times 1,67} = 0,08 \text{ s.}$$

După circa 01 s, deci, inducția provenită de la fluxul liber scade la circa 1/3, după 0,2 s. la 1/9, iar după 0,3 s la 1/27. Dacă se face media patratică pe o perioadă de 0,5 s. a inducției, se găsește că ea ar corespunde la exemplul luat unei tensiuni de 64 V. Se poate considera deci că în perioada de 0,5 s de la conectare în întrefier va exista o inducție corespunzînd unei tensiuni de 140 + 64 = 204 V. astfel încît forța de atracție medie F_c din această perioadă de 0,5 s este :

$$F_c = 45 \left(\frac{204}{140}\right) = 96 \text{ kg.}$$

Valoarea acestei forțe depinde, așa cum este știut, de momentul de conectare. Maximul se obține atunci cînd acest moment coincide cu momentul de maxim al tensiunii aplicate. Se poate considera că acest lucru este atins aproape întotdeauna, deoarece în cazul contrar și dacă palanul nu a pornit, manipulantul va repeta manevrele de conectare pînă cînd acesta va porni.

Se poate conta aproape în general, așa cum rezultă ușor din cele examinate, că la conectare forța medie de atracție pe o perioadă de 0,5 s de la conectare, este de circa două ori valoarea staționară găsită cu relația (30).

Dacă motorul palanului are un moment de pornire destul de mare și inerția pieselor permit ca în această perioadă să-și fi atins viteza lui de regim, atunci forța de atracție se menține la valoarea corespunzînd inducției rezultată din relația (31). In aceste condițiuni se poate conta ca atît la pornire cît și în mers, forța de atracție depășește în orice caz valoarea din (30). Dacă însă motorul nu are un moment de pornire suficient de mare, astfel încît demarajul se face greoi și încet, atunci după 0,5 s, cuplul scade la valoarea din relația (30). Dacă în calculul mașinii s-a ținut seama de mărirea tranzitorie a forței de atracție la pornire, aceasta va fi fără efect și motorul nu va porni.

Datorită acestei observații, autorul acestui articol recomandă ca să se calculeze valoarea forței de atracție, respectiv a forței de frînare după relația (30), fără nici un coeficient de siguranță, contînd că acest coeficient de siguranță se creiază în mod suficient de fenomenul tranzitoriu de la conectare.

* * *

Mai sînt cîteva probleme importante, care se pun atunci cînd se calculează un motor asincron

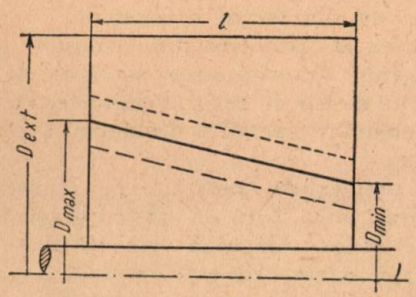


Fig. 19

cu rotorul conic. In pimul rînd este necesar a se cunoaște cîteva principii, care să conducă la determinarea dimensiunilor principale ale motorului, adică la diametrul exterior al tolelor precum și la lungimea pachetului de tole ; în al doilea rînd, este necesar să se determine cea mai avantajoasă conicitate, și în sfîrșit, în al treilea rînd este necesar să se cunoască la o conicitate dată, care sînt diametrele cele mai avantajoase ale rotorului.

Incepem prin soluționarea cea mai avantajoasă a ultimei probleme, în ipoteza că sînt cunoscute (fig. 19) dimensiunile pachetului de tole respectiv D_{ext} și l, dimensiunile crestăturilor, precum și valoarea conicității, și să examinăm care este diametrul D_{max} cel mai avantajos al rotorului. Este ușor de văzut că materialul magnetic va fi cel mai bine foliosit atunci cînd solicitările magnetice vor fi cît mai uniform repartizate. Aceste lucru se va realiza în cea mai mare măsură, atunci cînd tolele extreme de la capete adică cele conținînd pe D_{max} și pe D_{min} vor avea aceiași caracteristică de mers în gol $E = f(I_u)$. Cum acest lucru nu este posibil de realizat decît parțial, este suficient ca această egalitate să se realizeze pe regiunile de lucru nominale ale mașinii adică atunci cînd inducțiile în întrefier vor fi cele cuprinse între 5 000—8 000 gauși. Determinarea diametrului D_{max} și deci și a lui D_{min} astfel încît să se realizeze această condiție se face după una, două sau cel mult trei tatonări (linie, punctată, întreruptă și plină din fig. 19]. Aceste tatonări sînt destul de simple și se pot considera terminate atunci cînd între curenții de magnetizare nu avem diferențe mai mari de 10—25%.

După fixarea diametrelor D_{max} și D_{min} trebuie verificat curentul de magnetizare în secțiunea mijlocie pentru a vedea dacă nu avem un cîmp de o formă mai exagerată chiar ca cea reprezentată în fig. 2. Obișnuit acest lucru nu se întîmplă la conicitățile folosite curent azi. Diferențele între curenții magnetizanți pot fi de circa 10—25%. In aceste condițiuni *calculul se va urma, ca și cînd mașina ar avea diametrul de rotor constant și anume diametrul echivalent situat la* 1/3, *de la capătul cu* D_{min}.

Dealtfel din exemplul, care s-a arătat aci s-a văzut chiar și la o mașină la care caracteristicile de gol ale tolelor extreme sînt foarte diferite, așa cum se vede în fig. 8 curbele *1* și *5*, calculul mașinei poate fi urmat pe mașina cu rotorul cilindric de diametrul echivalent.

In ceea ce privește dimensiunile principale ale mașinii, determinarea acestora se va face ca și la un motor cu rotorul cilindric, cu diferența că din calcul va rezulta diametrul echivalent al rotorului.

Sînt preferabile mașinile cu diametru mare și lungime mică, față de cele cu diametru mic și lungime mare. Alegerea conicității se face pe baza forței axiale, care este necesară și care rezultă din calculul frînei, corespunzătoare sarcinei și vitezei de ridicare. Este evident cu cît forța axială este mai mare, cu atît funcționarea palanului este mai sigură. Din relația (30) se vede că forța axială mare se obține la inducții în întrefier mari și la conicități mari. Pe de altă parte o conicitate mare duce, în special la mașinile mari, la un întrefier mare atît la mersul normal cît și mai ales la pornire. Deasemenea o conicitatea mare duce la o pierdere mare de spațiu din crestătură rezervat pentru bobinaj, așa cum s-a arătat în articolul publicat în numărul trecut. Din acest motiv este util a se căuta să se realizeze motorul dorit cu o conicitate cît mai mică. Conicitățile uzuale sînt cuprinse între $2\alpha = 12° - 30°$.

Alegerea conicității se face și în funcție de cursa necesară pentru asigurarea unei frînări bune și sigure. Această cursă este cuprinsă așa cum s-a arătat între 2,5—6 mm după mărimea motorului. La motoarele mai mari cu frîne mai puternice (peste 3 kW) este necesară o cursă mai mare. Din acest motiv se impune adesea alegerea unei conicități mai mici. Este preferabil ca forța axială mare, să fie obținută prin alegerea unei inducții mari în întrefier pentru a nu fi nevoit a exagera conicitatea, care este bine să fie aleasă pe considerente practice arătate aci. Autorul recomandă alegerea unei conicități de circa 20°.

Astăzi se construesc în mod curent motoare cu rotorul conic cu puteri între 0,4—20 kW la 1500 rot/min putere în regim continuu. Obișnuit nu se merge cu o turație sub 750 rot/min.

De asemenea durata activă de lucru este rareori 100%. Cele mai adesea acestea sînt 40%; 25% și 15%. Pentru a se realiza forțe axiale mai mari, aceste motoare merg cele mai adesea cu un factor de putere redus, cîteodată sub 0,6. Obișnuit factorul de putere este cuprins între 0,6—0,75 după mărimea motorului.

Verificări experimentale

Ipotezele principiale de calcul, care au stat la baza elaborării prezentei lucrări, au fost verificate experimental la una din fabricile de mașini electrice din țară. Astfel s-a încercat un motor cu rotorul conic calculat după principiul enunțat aci. Curentul de mers în gol măsurat a fost de 4,7 A față de 4,8 A cît a rezultat din calcul. Pierderile în gol măsurate au fost de 403 W, din care 256 W pierderi în fier plus frecările și ventilația în gol, care nu au putut fi separate, deoarece la tensiuni de alimentare nici motorul nu putea fi deblocat. Calculul a dat 110 W pierderi în fier și 100 W pierderi mecanice adică 210 W față de 256 W măsurați.

Curentul de pornire calculat a fost 30 A față de 34,5 A măsurat. Aceste cifre arată perfecta coincidență a calculului electromagnetic propus, cu rezultatele experimentale. Micile diferențe care se observă sînt de același ordin, chiar mai mici ca acelea care există la orice motor normal.

S-au făcut măsurători și în ceeace privește forța axială. La conectare rotorul trebuia să învingă un resort reglat la 70 kg. Forța axială ca culată a fost de 45 kg.

Cu această ocazie s-a putut verifica și fenomenul tranzitoriu studiat aci. La sarcini de ridicare mici, care nu depășeau 0,5—0,6% din sarcina nominală, motorul pornea în perfecte condițiuni cu toate că forța calculată era de numai 45 kg. La sarcini nominale și la suprasarcină motorul nu pornea și în plus nici frîna nu putea fi deblocată. Motorul nu poseda un moment de pornire suficient de mare, care să asigure în același timp accelerarea maselor, într-un interval scurt de circa 0,5 s, astfel că frîna nu putea debloca numai sub acțiunea forței axiale de 45 kg dela conectare. Acest lucru s-a putut verifica prin aceea că un motor cu rotorul cilindric avînd aceleași date de calcul, putea porni totuși sarcina nominală a palanului experimental. Acest lucru verifică fenomenul tranzitoriu care s-a arătat aci.

Pentru a remedia această situație s-a rebobinat motorul cu un număr mai mic de spire (20% mai puțin) și avînd un conductor de diametru mai mare. Prin aceasta s-a mărit pe de o parte inducția în întrefier astfel încît forța axială conform relației (30) a devenit 80 kg și pe de altă parte s-a mărit și valoarea forței axiale tranzitorii la conectare. Rezultatele extrem de favorabile obținute după aceea în sarcină și în suprasarcină au arătat că procedeul întrebuințat a fost corect.

Anexă

Exemplu de determinarea caracteristicei

$$I_{\mu x} = f_x(B_x) \text{ și } E_{1x} = \psi_x(B_x). \quad (I\,2)$$

Pentru motorul luat ca exemplu, să determinăm în secțiunea 4 (fig. 7,*a*) caracteristicile :

$$I_{\mu 4} = f_x(B_4) \text{ și } E_{14} = \psi_4(B_4). \quad (Ib)$$

Din datele tolei stator și rotor ale secțiunii 4 se deduce : diametrul interior stator $D_{14} = 165$ mm ; pasul polar $b_{p1} = 8{,}64$ cm, pasul dentar stator $t_{1z1} = 14{,}4$ mm ; grosimea dintelui $b_{1z1} = 7$ mm uniform pe toată înălțimea ; pasul dentar rotor $t_{z1} = 11{,}15$ mm ; grosimea dintelui rotor la 1/3 de la bază 6,03 mm ; factorul de crestătură (Carter) stator $k_{\delta 1} = 1{,}1$, $k_{\delta 2} = 1{,}77$, $k_\delta = k_{\delta 1} \times k_{\delta 2} = 1{,}1 \times 1{,}177 = 1{,}3$. Intrefierul de calcul $\delta' = 1{,}3 \times 0{,}7 = 0{,}91$ mm, înălțimea jugului stator $h_{1j4} = 2{,}9$ cm ; rotor $h_{j1} = 3{,}3$ cm, înălțimea dintelui stator $h_{1z1} = 2{,}8$ cm, rotor $h_{z1} = 1{,}9$ cm ; lungimea pachetului tole $l = 12$ cm, tg $\alpha = 0{,}25$; cos $\alpha = 0{,}97$; lungimea jugului stator 11,6 cm ; rotor 6,5 cm ; factorul de bobinaj $\xi_1 = 0{,}966$; numărul de spire pe fază $W_1 = 240$; frecvența $f = 50$ Hz, reactanța stator calculată așa cum este arătat aci $X_1 = 4{,}52\,\Omega$; coeficientul de împachetare $k_F = 0{,}87$.

Se determină apoi următoarele relații :

Inducția în dinți stator în funcție de inducție B_4 din întrefier :

$$B_{1z4} = \frac{1 + \frac{\tau_1}{2}}{k_F} \frac{t_{1z4}}{b_{1z4}} B_4 = \frac{1{,}03}{0{,}87} \frac{14{,}4}{7} B_4 = 2{,}44\ B_4 \quad (I)$$

Inducția la 1/3 de la baza dintelui rotor în funcție de B_4 :

$$B_{2z4} = \frac{1}{k_F} \frac{t_{2z4}}{b_{2z4}} B_4 = \frac{1}{0{,}87} \frac{11{,}15}{6{,}03} B_4 = 2{,}12\ B_4 \quad (II)$$

Obișnuit lungimea liniei de forță a jugului stator se calculează cu formula

$$l_{1j} = \frac{\pi D_{ext}}{2p} \quad (IIb)$$

unde D_{ext} reprezintă diametrul exterior al tolelor iar, lungimea liniei de forță a jugului rotor cu relația :

$$l_{2j} = \frac{\pi D_2}{2p} \quad (IIc)$$

unde D_2 este diametrul rotorului. Se atrage atenția însă, că la inducții mari în jug și anume peste 13 000 gauși, aceste lungimi suferă o corecție, de care este bine a se ține seama [11 pag. 68].

Inducția în jug stator în funcție de inducția B_4 din întrefier :

$$B_{1j4} = \frac{(1 + \tau_1) \times b_{p4}}{k_F \times 2 \times h_{1j4}} \alpha_{i1} B_4 = \frac{1{,}05 \times 8{,}64}{0{,}87 \times 2 \times 2{,}9} \alpha_{i1} B_4 = 1{,}8\ \alpha_{i1} B_4. \quad (III)$$

Inducția în jugul rotor în funcție de B_4 :

$$B_{2j4} = \frac{b_{p4}}{k_F \times 2 \times k_{2j4}} \alpha_{i1} B_4 = \frac{8{,}64}{0{,}87 \times 2 \times 3{,}3} \alpha_{i1} B_4 = 1{,}5\ \alpha_{i1} B_4. \quad (IV)$$

Pentru determinarea cîmpurilor în dinți trebuie eventual ținut seama de factorii de saturație k_{1z1} și k_{z1} [10 pag. 401]

$$k_{1z1} = \frac{t'_{1z4}}{k_F \times b_{1z4}} - 1 \text{ respectiv } k_{z1} = \frac{t'_{2z4}}{k_F \times b_{2z4}} - 1 \quad (IVa)$$

unde t'_{1z4}, t'_{2z4} sînt pasul dentar stator și rotor la 1/3 de la baza cea mai îngustă a dintelui. Pentru motorul exemplificat :

$$\left.\begin{aligned} k_{1z1} &= \frac{15{,}9}{0{,}87 \times 7} - 1 = 1{,}6 \\ k_{2z1} &= -\frac{9{,}43}{0{,}87 \times 6{,}03} - 1 = 0{,}8. \end{aligned}\right\} \quad (V)$$

Forța magnetomotoare 2 $F_{\delta 4}$ pentru întrefier este :

$$2F_{\delta 4} = 1{,}6\ \delta'_x \cdot B_4 = 1{,}6 \times 0{,}09 \times B_4 = 0{,}145\ B_4. \quad (VI)$$

In aceste condițiuni relația (15) ;

$$-E_{14} = 4\xi_1 \cdot f \cdot W_1 \frac{l}{\cos\alpha} b_{p4} \cdot 10^{-8} \cdot \alpha_{i1} \cdot k_{E4} \cdot B_4 \quad (VIa)$$

devine

$$E_{14} = 4 \times 0{,}966 \times 50 \times 240 \times \frac{12}{0{,}97} \times 8{,}64 \times 10^{-8} \times \alpha_{i1} \cdot k_{E4} \cdot B_4 = 0{,}0498\ \alpha_{i1} k_{E4} \cdot B_4 \quad (VII)$$

După fixarea acestor relații specifice secțiunii 4 a mașinii arătată în fig. 7 *a*, se dau diferite valori arbitrare inducției B_4.

Astfel pentru $B_4 = 6\,000$ gausi se găsește : După relația (VI) :

$$2\ F_{\delta 4} = 0{,}145 \times 6\,000 = 870.\ A_s \quad (VIII)$$

După relația (I)

$$B_{14} = 2{,}44 \times 6\,000 = 14\,600\ ;\ H_{1z1} = 24\ ; \quad 2F_{1z1} = 2 \times 2{,}8 \times 24 = 134 \text{ As.} \quad (IX)$$

După relația (II)

$$B_{2z1} = 2{,}12 \times 6\,000 = 12\,700\ ;\ H_{2z1} = 11{,}6 \quad 2F_{2z1} = 2 \times 1{,}9 \times 11{,}6 = 44 \text{ As.} \quad (X)$$

Cu ajutorul acestor date, se deduce factorul de saturație după (6)

$$k_s = \frac{2F_{\delta 4} + 2F_{1z4} + 2F_{2z4}}{2F_{\delta 4}} = \frac{870 + 134 + 44}{870} = 1{,}2, \quad (XI)$$

iar din curbele din fig. 20 de mai jos [2 pag. 117]

$$\alpha_{14} = 0{,}68 \text{ și } \alpha_{14}\, k_E = 0{,}745 \qquad (XII)$$

astfel încît se poate deduce în continuare :

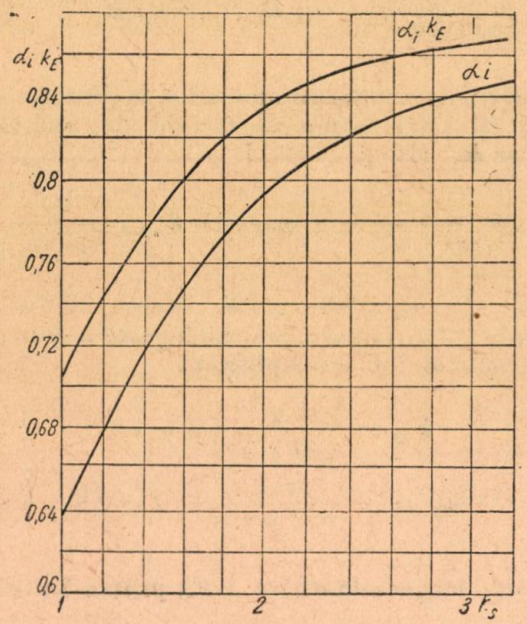


Fig. 20

După relația (III)

$$B_{1\beta 4} = 1{,}8\ \alpha_{14}\ B_4 = 1{,}8 \times 0{,}68 \times 6\,000 = 7350 :$$
$$H_{1\beta 4} = 3{,}6 \qquad (XIII)$$
$$F_{1\beta 4} = 11{,}6 \times 3{,}6 = 42 \text{ As.}$$

După relația IV :

$$B_{2\beta 4} = 1{,}5\ \alpha_{14}\ B_4 = 1{,}5 \times 0{,}68 \times 6\,000 = 6\,100 ;$$
$$H_{2\beta 4} = 3 \qquad (XIV)$$
$$F_{2\beta 4} = 6{,}5 \times 3 = 20 \text{ As.}$$

Precum și

$$\Sigma F_4 = 870 \times 134 + 44 + 42 + 20 = 1110 \text{ As.} \qquad (XV)$$

După relația (11).

$$I_{\mu 4} = \frac{p \Sigma F_4}{2{,}7 \times W_1 \times \xi_1} = \frac{3 \times 1\,110}{2{,}7 \times 240 \times 0{,}966} = 5{,}33 \text{ A.} \qquad (XVI)$$

In felul acesta s-a găsit un punct al caracteristici $I_{\mu 4} = f_4(B_4)$ figurată cu linie plină în curba *4* fig. 8.

De asemenea după relația VII

$$E_{14} = 0{,}0498\ \alpha_{14}\ k_{E4}\ B_4 = 0{,}0498 \times 0{,}745 \times$$
$$\times\ 6\,000 = 223 \text{ V} \qquad (XVII)$$

găsindu-se astfel și un punct al caracteristicei $E_{1x} = \psi_x(B_x)$ figurată cu linie punctată în curba *4* fig. 8.

Făcînd acest lucru pentru diferite valori ale lui B_4, se poate găsi întreaga curbă $I_{\mu 4} = f_4(B_4$ și $E_{14} = \psi_4(B_4)$ figurate ambele în fig. 8. Același lucru se va face și pentru secțiunile *1*, *2*, *3*, și *5* difn. fig. 7.

Bibliografie

[*1*]. *Piotrovski* : *L.M.* : Mașini electrice trad. din l. rusă. Editura Energetică de Stat, 1953.

[*2*]. *Vinogradov N.V.*; *Garianov F.A.*, și *Serghiev P.S.* : Proiectarea mașinilor electrice, Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad 1950.

[*3*]. *Vasilescu Karpen* :Electricitate generală. Curs ținut la Școala Politehnică, București 1934.

[*4*]. *Postnicov I.M.* : Proiectarea mașinilor electrice, Kiev,1952.

[*5*]. *Kostenko M.P.* : Mașini electrice, vol. II, Gosenergoizdat, Moscova 1949.

[*6*]. *Richter R.* : Electrische Maschinen, vol. IV Iulius Springer Berlin 1936.

[*7*]. *Liwschitz M.* : Die elektrischen Maschinen vol. III B. Teubner Leipzig, 1934

[*8*]. *Bunea V.* : Funcționarea nesimetrică a transformatorilor polifazați, Electricitatea, nr. 1—2/1952.

[*9*] *Bunea V.* : Mașini electrice cu între fier neuniform, Electrotehnica, nr. 6/1953.

[*10*]. *Alexeev A.E.* : Motoare electrice de tracțiune, Transjeldorizdat, Moscova 1951.

[*11*]. : *Richter R* : Elektrische Maschinen, vol. II, Iulius Springer Berlin, 1930.

[*12*] *Bunea V*: Mașini electrice cu rotor conic, Electrotehnica nr. 5—6/1954

★

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ С КОНИЧЕСКИМ РОТОРОМ

Резюме

Даются методы предварительного определения расчетным путем характеристик асинхронного двигателя с коническим ротором Указывается как определяется аксиальное усилие при переходных процессах происходящих при пуске асинхронного двигателя с коническим ротором типа беличье колесо.

Tablou comparativ al diferitelor mărci de perii pentru mașini electrice *Tabela 4*

Categoria	Categoria		Caracteristici		9	10	11	12	13
			Denumirea	Rezistivitate Ωmm²/m	Electro Carbonium	Monti Martini	Konradty	Heid & Co	Societé Lorraine de charbon
Metalografit	*M*	1	f. slab	12—6	—	MM 61 R	W 1	C35-(LM 20 cu ρ=50 Ωmm²/m)-C 44-C 45	—
		2	slab	6 – 1,5	—	MM 62 R-MM 64 R MM 63 R	58	—	—
		3	normal	1,5 – 0,6	MR 32	MM 65 R	(30 B)	—	—
		4	bogat	0,6—0,25	J 516	MM 66 R-MM 68 R	K 50-30 B	C 53-C 76	MG 21
		5	f. bogat	0,25—0,12	MR 20-J 526	MM 67 R-MM 69 R	29 B-W-Sch-K 30	C 62-C 76 a-C 78	MG 31
		6	ușor aliat	0,12—0,08	MC 16-MR 16 J 532-J 530	—	K 10	C 79-C 84	MG 41
		7	bogat aliat	sub 0,08	—	MM 70 R	—	C 86-C 92 b	MG 51
		8	bronz special	—	—	—	BzW-Orig.BzW-BzN-BzN2	—	CB 5
Carbo-grafit	*K*	1	dur	85—40	KK-734-C-T-N-205	MM 1 C-MM 2 C-MM4C MM5 C	M91-M400-M731-Cex-Cex3 Cex 5-Kr. ex3-Kr. ex 5	H 8	77-266-P
		2	mediu	sub 40	N 1	MM3C-MM21CG MM22CG-MM23CG	Kr. extra	B1-B2-H7	16-269
Grafit	*G*	1	f. rezistiv	peste 200	—	—	—	E 33	—
		2	rezistiv	200—81	G 784	—	Glc 300	E 4-L 71	—
		3	normal	80—31	H 1 F	MM 31 G	GB1-B-BA-B 91-GlM 19-Wo	E 7-L 65	—
		4	conductiv	30—12	Y-G 921-G 910-Z	MM 32 G-MM 33 G-MM 34 G	Glt-GltF-Glt5-Gl4 -480-GB-GB4-Bl7- -Gl3-Gl000-GlC1-Gl8- -GlC-Glc2-GlM21-Sch1	L 38-L 58-L 59	GD-GN 2-GN 1
		5	abraziv	—	—	—	—	—	—
Electrografit	*E*	1	f. tare	65—51	E 773	—	—	(EG 26)	—
		2	tare	50—41	E 961-E 773 F	MM 40 E	KR 2	EG 26-EG 37	7053
		3	normal	40—31	—	MM 41 E-MM 42 E	EB-KR 1-K 2486-K 2744-EBK	EG 16-EG 17-EG 24 -EG 29-EG 30	274-7045
		4	slab	30—21	—	MM 43 E	EBA-EBA3-EG 1-EBAK	EG 5-EG 22-EG 2	226-7050
		5	f. slab	20—12	E 12-E 734 E 734/C	MM 44 E	EG2-EG 3-G1CG	L 64-33 B-EG 36	86-272
		6	special	—	—	—	—	—	—

Tablou comparativ al diferitelor mărci de perii pentru mașini electrice *Tabela 3*

	Clasa		Caracteristici: Denumirea	Caracteristici: Rezistivitate Ωmm²/m	1 U.R.S.S.	2 Ringsdorff	3 Siemens Plania	4 Schunk & Ebe	5 Lessing	6 Lichtenberg	7 Gerken	8 Morganite
Metalografit	*M*	1	f. sărac	12—6	(M3-M 20) МГ 5-МГС 6	KK213-RW3N	M 604	—	AL 6	1788	B55	—
		2	sărac	6 1,5	M1-M6-МГС 5 МГС6	ST	—	K 3	—	M III	B 65	—
		3	normal	1,5—0,6	МГ4—(МГ6)	EN 60	—	A 12 S	PM 43	M I-230	B 84-B91	CM 5 H
		4	bogat	0,6—0,25	МГ6 (МГ4)	EN 150-EN 135	—	—	PN 25	M II-CU III-PB 35	B 100-B 101	CM 3 H-CH 6 CM 2
		5	f. bogat	0,25 0,12	МГ2-МГС-(МГ)	—	M 594-M 601 M 584	A6-A8-B6	PN 11-PG	CU II	B 75	CM
		6	ușor aliat	0,12—0,08	МГС-(МГ)	EN 10-EN 12	M 599-M 570 M 510	A 4-(B 4)	PN 15	CU I	—	—
		7	bogat aliat	sub 0,08	МГ-(МГС)	EN 11-EN 19	M 603	B 4	PN 9	—	—	—
		8	special	—	БГ	—	—	—	—	BK 1-BK 2	—	—
Carbo-graf.t	*K*	1	dur	85—40	Т2-Т6	RA-RAN-8702N 417-P1	K III-NKIII	G 3-G-GA-E4	HW3-T-BLN	KI-K II-K III-K IV	NO-N 2-N 52	A 5-C 4-C 6-C 8
		2	mediu	sub 40	УГ2-УГ4	S1	K135	E 2-E 5	DN-GR10-GR8	KG	N 5	A-B 6-C
Gtafit	*G*	1	f. rezistiv	peste 200	—	—	G 346 B	—	—	—	—	—
		2	rezistiv	200—81	—	—	G 326	F 92	—	—	—	—
		3	normal	80—31	Г6-Г2-Г1	NRC	H 7 B-H 9F	F 91	AL 2	G IV	S 3A-S 5 A	—
		5	conductiv	30—12	Г8-Г3	G5-NRC2 NRC2X-RU10	GWS-G 274 G 189 – DW 12	LA-L3A-F1-F4 F 7-F 8-F 10	MH 5-GRB-GRZ-RM 8	G I-G II-G III-G V	S 1 A	I-5-HM 3-HM 5 HM 6
		5	abraziv	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Electrografit	*E*	1	f. tare	65—51	ЭГ83-ЭГ 84	—	E 337	1090	—	2950	—	—
		2	tare	50—41	ЭГ8-ЭГ9-ЭГ10	—	E 335-E 337 M E 149	E 1657	—	—	—	—
		3	normal	40 31	ЭГ11-ЭГ12 ЭГ13-ЭГ14	8061-8601N-8611 8618-8260N-RP5N	EKG-E278 E 314 S	E 2027	—	3005	EY8-EY9	—
		4	moale	30—21	ЭГ2-ЭГ2а	—	E 151-E 87-E 98 E344 A	EL1100-EL 1400 E 1926	AL 3	EKG-1726	EY 5-EY 7	EG 3-EG 4 EG 459- EG6560
		5	f. moale	20—12	ЭГ4-ЭГ5	HK6N-RP-RP3-RU5	E 22	(EL 1100)	EL-7134	P 30-22	E Y 3	EG 0
		6	special	—	—	—	—	—	—	—	—	—

DIMENSIONAREA GENERATOARELOR UNIPOLARE CU ROTOR BOBINAT

Ing. T. SĂLĂGEAN

Se arată o metodă simplă pentru ridicarea tensiunii la generatoare unipolare cu rotor bobinat. De asemenea se arată criteriile cele mai economice pentru alegerea dimensiunilor generatoarelor unipolare de tensiune înaltă.

Intr-un articol anterior, [2] s-a arătat cum se determină dimensiunile principale ale generatoarelor unipolare relevînd faptul că acestea sînt economice pentru tensiuni relativ joase (2—20 V) şi curenţi relativ importanţi (3 000—100 000 A).

In articolul de faţă ne propunem să arătăm o metodă foarte simplă pentru ridicarea tensiunii la asemenea generatoare. In plus, ne propunem să arătăm care sînt criteriile cele mai economice pentru alegerea dimensiunilor generatoarelor unipolare de tensiune mai înaltă. Ideea de a bobina rotorul în vederea măririi tensiunii nu este nouă, însă în literatura tehnică nu sînt date cu privire la alegerea bobinajului, numărului de ancoşe şi dimensiunilor acesteia. Tocmai aceste lipsuri ne propunem să le rezolvăm.

Cu privire la imposibilitatea ridicării tensiunii cu rotoare nebobinate

Legătura care există între tensiunea indusă şi fluxul pe de o parte şi turaţie pe de altă parte este :

$$U_e = n\Phi/60 \qquad (1)$$

unde tensiunea este în volţi, fluxul în weberi şi turaţia în rotaţii pe minut. Din această relaţie se poate calcula fluxul maşinii :

$$\Phi = 60\ U_e/n. \qquad (2)$$

Se vede că fluxul maşinii creşte cu tensiunea, la turaţia dată. Avînd în vedere că turaţia este limitată de faptul că diametrul arborelui d_a scade mai încet cu turaţia de cît diametrul maşinii d, şi că o turaţie prea mare duce la solicitări mecanice importante, rezultă că turaţia maşinii nu se poate mări, pentru a micşora fluxul.

Inducţia în întrefier B_δ nu poate depăşi anumite limite (1 — 1,2 Wb/m²) şi diametrul maşinii este limitat de turaţie. Cum avem :

$$\Phi = B_\delta \cdot \pi \cdot d \cdot L \qquad (3)$$

unde L este lungimea rotorului rezultă :

$$B_\delta \cdot \pi \cdot d \cdot L = \frac{60\ U_e}{n} \qquad (4)$$

sau :

$$L = \frac{60 \cdot U_e}{\pi \cdot d \cdot B_\delta \cdot n} \qquad (5)$$

Deci lungimea rotorului creşte cu tensiunea. Pentru a găsi ordinul de mărime la care poate ajunge lungimea rotorului să considerăm următoarele date :

$n = 3000$ rot/min ; $d = 0{,}52$ m ;

$B_\delta = 0{,}8$ Wb/m² şi $U_e = 60$ V ; (6)

cu aceste valori rezultă din relaţia (6) următoarea lungime :

$$L \cong 0{,}915 \text{ m.} \qquad (7)$$

Acest inconvenient nu este însă esenţial. Imposibilitatea lungirii rotorului şi deci creşterea

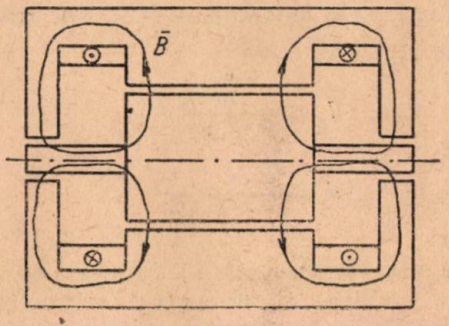


Fig. 1

tensiunii este limitată de creşterea inadmisibilă a inducţiei în arbore B_a. Dacă examinăm fig. 1 unde este redat schematic circuitul magnetic al maşinii, se observă că jumătate din fluxul maşinii este condus prin arbore.

Prin lungirea maşinii, pentru a creşte tensiunea, am oferit inducţiei o suprafaţă de trecere mai mare, deci fluxul a crescut. Prin faptul că diametrul maşinii nu a fost mărit, însemnează că nici diametrul arborelui nu a crescut. Deci pentru trecerea fluxului mărit prin lungirea maşinii am lăsat aceiaşi secţiune în arbore. De aici deducem că inducţia în arbore va creşte considerabil.

Să calculăm inducţia în arbore în exemplul considerat mai sus. Fluxul maşinii este :

$$\Phi = \frac{60\ U_e}{n} = 1{,}2 \text{ Wb.} \qquad (8)$$

Jumătate din acest flux va fi fluxul ce se închide prin arbore. Deci :

$$\Phi_a = \Phi/2 = 0{,}6 \text{ Wb.} \qquad (9)$$

Deducem simplu inducţia în arbore :

$$B_a = \Phi_a / \frac{\pi d_a^2}{4} \cong 2{,}83 \text{ Wb/m}^2.$$

Această cifră de 2,83 Wb/m² adică 28 300 gauşi nu este admisibilă.

Concluzii : prin lungirea maşinii tensiunea nu se poate ridica fiindcă inducţia în arbore creşte inadmisibil.

Este interesant de arătat că la o maşină dată ridicarea tensiunii se poate face numai prin mă-

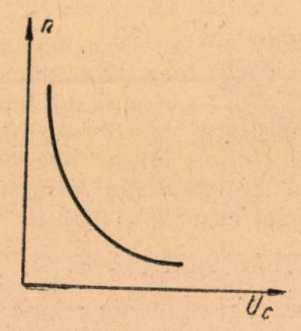


Fig. 2

rirea diametrului şi deci prin scăderea corespunzătoare a turaţiei, pentru ca viteza periferică să nu atingă valori periculoase.

In articolele menţionate [2] s-a arătat că avem :

$$d_a = \sqrt{\frac{120 \cdot U_e}{\pi \cdot B_a}} \cdot \frac{1}{\sqrt{n}} \qquad (10)$$

$$d = \frac{60 \cdot v}{\pi} \cdot \frac{1}{n} \qquad (11)$$

unde v este viteza periferică în metri pe secundă. Punînd condiţia că diametrul arborelui să fie mai mic decît diametrul maşinii, adică dacă θ este un număr pozitiv mai mic ca unu, să avem :

$$d_a = \theta \cdot d \qquad (12)$$

rezultă relaţia :

$$n = \frac{30}{\pi} \theta^2 \frac{B_a \cdot v^2}{U_e} \cdot \qquad (13)$$

La B_a, v şi θ admise ,între turaţie şi tensiune există o relaţie iperbolică (fig. 2). De exemplu la : $\theta = 0{,}7$, $v = 50$ m/s şi $B_a = 2$ Wb/m² avem relaţia :

$$n = \frac{2{,}34 \cdot 10^4}{U_e} \cdot \qquad (14)$$

Relaţia (14) este practică pentru alegerea turaţiei în limitele de tensiune 2—20 volţi. Peste aceste limite relaţia ne conduce la dimensiuni greoaie şi nepractice.

Principiul ridicării tensiunii prin bobinarea rotorului

Să presupunem că avem o spiră (fig. 3), care se roteşte într-un cîmp unipolar. Evident între inelele care limitează spira se va induce tensiunea :

$$U_e = B_\delta \cdot L \cdot v \qquad (15)$$

Dacă montăm încă o spiră pe alte inele separate, este evident că între aceste inele vom avea aceeaşi tensiune.

Luînd în serie (fig. 4) cele două spire, tensiunea la bornele maşinii va avea valoare dublă.

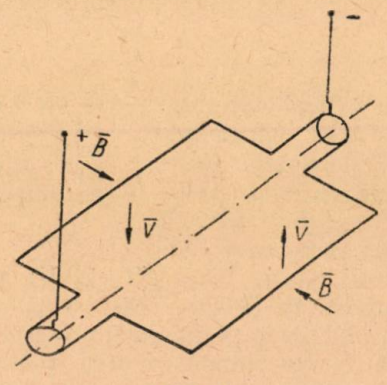


Fig. 3

In figură, spira a doua s-a desenat punctat, pentru a se distinge circuitele.

Este de observat că în acest caz, prin fiecare spiră trece curentul total al maşinii (din cauza legăturii serie). Pentru a nu avea secţiuni exagerate, în loc de o singură spiră, se montează mai multe bare în paralel, formîndu-se o colivie asemănătoare cu colivia motorului asincron tri-

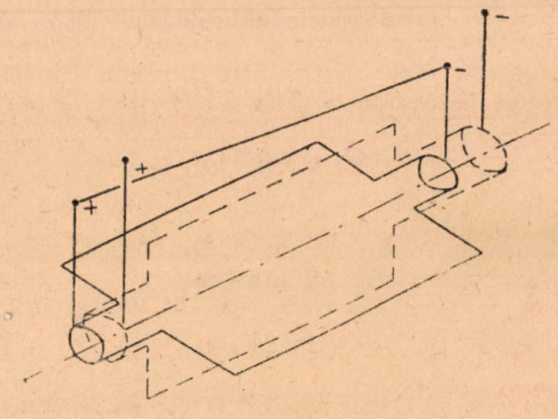


Fig. 4

fazat cu rotorul în scurtcircuit. Pentru fiecare spiră se formează o asemenea colivie. Rezultatul este (dacă se notează cu p numărul coliviilor luate în serie) că tensiunea maşinii devine :

$$U_{mas} = p \cdot U_e \qquad (16)$$

sau

$$U_{mas} = p \cdot B_\delta \cdot L \cdot v. \qquad (17)$$

Tensiunea

$$U_{ec} = B_\delta \cdot L \cdot v. \qquad (18)$$

o vom numi tensiunea de colivie. Avantajul montării coliviilor este acum evident, deoarece maşina se dimensionează la tensiunea de colivie, deci la o tensiune redusă, iar la bornele maşinii se obţine o tensiune mult mărită.

Problema găsirii dimensiunilor principale (d şi L), a unui rotor bobinat, se reduce la problema

dimensionării unui rotor nebobinat la tensiunea de colivie. Apar aici trei probleme noi :

1. Alegerea numărului de colivii (p).
2. Alegerea numărului de bare montate în paralel pe colivie (q).
3. Alegerea dimensiunilor crestăturii (h fiind adîncimea şi b — lăţimea).

Calculul numărului de colivii

In paragrafele anterioare am stabilit relaţia :

$$L = \frac{60 \cdot U_e}{\pi \cdot n \cdot B_\delta \cdot d} \cdot \tag{19}$$

In cazul rotorului bobinat se va lucra cu tensiunea pe colivie, deci cu relaţia :

$$L = \frac{60 \cdot U_{ec}}{\pi \cdot n \cdot B_\delta \cdot d} \cdot \tag{20}$$

In mod analog relaţia (14) devine :

$$n = \frac{2{,}34 \cdot 10^4}{U_{ec}} \tag{21}$$

şi reamintim încă :

$$U_{ec} = \frac{U_e}{p} \cdot \tag{22}$$

Pentru a calcula un p optim procedăm în felul următor : admitem o tensiune pe colivie de 20 — 30 volţi. Cu această tensiune admisă, din relaţia (21) determinăm turaţia. (In prealabil ne-am fixat asupra lui θ, vitezei periferice şi inducţiei în arbore). Turaţia fiind determinată, calculăm diametrul maşinii cu relaţia :

$$d = \frac{60}{\pi} \cdot \frac{v}{n} \cdot \tag{23}$$

Avînd acestea calculate şi admiţînd inducţia în întrefier, din relaţia (20) obţinem lungimea maşinii după cum urmează :

$$L = \frac{60 \cdot U_{ec}}{\pi \cdot B_\delta \; n \cdot d} \cdot \tag{24}$$

Păstrînd mărimile d, B_δ şi n constante, o mărire ΔU a tensiunii ar necesita o lungire a maşinii cu ΔL, care se calculează astfel :

$$\Delta L = \frac{60 \; \Delta U}{\pi \cdot B_\delta \cdot n \cdot d} \cdot \tag{25}$$

Această lungire duce la creşterea inducţiei în arbore îngreunînd în mod inutil construcţia. Creşterea de flux provocată de lungirea maşinii se calculează cu relaţia (8)

$$\Delta \Phi = \frac{60 \cdot \Delta U}{n} \tag{26}$$

şi deci creşterea fluxului în arbore este :

$$\Delta \Phi_a = \frac{\Delta \Phi}{2} \tag{27}$$

rezultă, în consecinţă, o mărire a inducţiei în arbore :

$$\Delta B_a = \frac{\Delta \Phi_a}{\frac{\pi d_a^2}{4}} = \frac{120 \cdot \Delta U}{\pi \cdot d \cdot d_a^2} \tag{28}$$

sau după simplificări :

$$\Delta B_a = \frac{120}{\pi \cdot n \cdot d_a^2} \cdot \Delta U. \tag{29}$$

Inlocuind pe ΔU din relaţia (25) se obţine ΔB_a în funcţie de ΔL, şi anume :

$$\Delta B_a = \frac{2 \cdot d \cdot B_\delta}{d_a^2} \Delta L. \tag{30}$$

Să limităm creşterea inducţiei în arbore la 0,5 Wb/m². Limita am ales-o joasă, deoarece inducţia B_a este considerabilă (2—2,3 Wb/m²) şi deci orice creştere a inducţiei, va cere montarea unui număr mare de amperspire în excitaţie. O dată ΔB_a fiind fixat, însemnează că orice creştere a tensiunii, care duce la o creştere a inducţiei în arbore mai mare decît cea fixată, nu este economică şi în consecinţă pentru creşterea tensiunii cu un asemenea ΔU se preferă montarea unei colivii. Pe aceste considerente, ne-am fixat deci asupra creşterii maxime ΔU pe care o putem realiza economic prin lungirea maşinii şi anume :

$$\Delta U \leqslant \frac{\pi \cdot n \cdot d_a^2}{120} \Delta B_a \tag{31}$$

unde $\Delta B_a = 0{,}5$ Wb/m².

Să calculăm acum numărul optim de colivii. Fie U_e tensiunea indusă pe care dorim să o obţinem în maşină. Fie două valori consecutive ale lui p şi anume : $p + 1$ şi p. Tensiunile pe colivie vor fi în acest caz :

$$\frac{U_e}{p+1} \text{ respectiv } \frac{U_e}{p} \cdot$$

Creşterea de tensiune se va calcula după relaţia :

$$\Delta U = \frac{U_e}{p} - \frac{U_e}{p+1} \tag{32}$$

sau după simplificări obţinem final :

$$\Delta U = \frac{U_e}{p\,(p+1)} \cdot \tag{33}$$

Dar ΔU este cunoscut conform relaţiei (31), deci din relaţia (33) se poate calcula p. Ecuaţia de calcul este :

$$p^2 + p - U_e/\Delta U = 0 \tag{34}$$

ale cărei soluţii sînt :

$$p = \frac{-1 \pm \sqrt{1 + 4\,U_e/\Delta U}}{2} \cdot \tag{35}$$

Neglijînd soluţia negativă avem final :

$$p = \frac{-1 + \sqrt{1 + 4\,U_e/\Delta U}}{2}$$

iar p optim este egal cu $p + 1$ deci :

$$p_{optim} = \frac{1 + \sqrt{1 + 4\,U_e/\Delta U}}{2} \cdot \tag{36}$$

Exemplu de calcul I. Ne propunem să stabilim dimensiunile principale şi numărul optim de

colivii pentru o serie de maşini de tensiuni: 120, 100, 80 şi 50 volţi şi putere comună de 500 kW. Admitem raportul $\theta = 0{,}7$, tensiunea pe colivie 15 volţi, viteza periferică $v = 50$ m/s, inducţia în arbore 2 Wb/m² şi inducţia în întrefier 1 Wb/m².

Cu acestea, din relaţia (14) se determină turaţia comună seriei de maşini şi anume:

$$n = \frac{2{,}34 \cdot 10^4}{U_{ec}} = \frac{2{,}34 \cdot 10^4}{15} \cong 1\,560 \text{ rot/min.}$$

Vom alege deci turaţia obişnuită de 1500 rot/min. pentru toată seria.

Calculăm diametrul comun cu relaţia (23) şi avem:

$$d = \frac{60 \cdot v}{\pi \cdot n} = \frac{60 \cdot 50}{\pi \cdot 1\,500} \cong 0{,}64 \text{ m.}$$

Vom alege deci diametrul $d = 0{,}64$ m pentru toată seria. Cum $d_a = \theta \cdot d$ şi $\theta = 0{,}7$ rezultă diametrul arborelui de 0,45 m. Cu aceste date putem calcula din relaţia (20) lungimea maşinii şi rezultă $L = 0{,}3$ m.

Vom calcula acum din relaţia (31) creşterea de tensiune critică ce rezultă:

$$\Delta U = \frac{\pi \cdot 1\,500 \cdot 0{,}45^2}{120} 0{,}5 \cong 3{,}9 \text{ V.}$$

Admitem pentru seria de maşini $\Delta U = 4$ V. Cu acestea putem calcula p *optim* pentru fiecare maşină şi obţinem:

— pentru 120 V rezultă

$$p_{opt} = \frac{1 + \sqrt{1 + 120}}{2} = 6$$

— pentru 100 V rezultă

$$p_{opt} = \frac{1 + \sqrt{1 + 100}}{2} \cong 5$$

— pentru 80 V rezultă

$$p_{opt} = \frac{1 + \sqrt{1 + 80}}{2} = 5$$

— pentru 50 V rezultă

$$p_{opt} = \frac{1 + \sqrt{1 + 50}}{2} \cong 4.$$

Vom recalcula acum tensiunea pe colivie şi lungimea definitivă pentru fiecare maşină:

Maşina 1) $U_e = 120$ V, $p = 6$ rezultă $U_{ec} = 20$ V, iar lungimea: $L = 0{,}3 \frac{20}{15} = 0{,}4$ m.

Maşina 2) $U_e = 100$ V, $p = 5$ rezultă $U_{ec} = 20$ V, iar lungimea: $L = 0{,}4$ m.

Maşina 3) $U_e = 80$ V, $p = 5$ rezultă $U_{ec} = 16$ V, iar lungimea: $L = 0{,}3 \frac{16}{15} = 0{,}32$ m.

Maşina 4) $U_e = 50$ V, $p = 4$, rezultă $U_{ec} = 12{,}5$ V, iar lungimea: $L = 0{,}3 \cdot \frac{12{,}5}{15} = 0{,}25$ m.

In tabela 1 sînt date dimensiunile principale ale seriei de maşini.

Tabela 1

Nr. crt.	U_e V	θ	U_{ec} V	L m	d m	d_a m	n rot/min	B_a Wb/m²	B_δ Wb/m²	p
1	120	0,7	20	0,4	0,64	0,45	1500	2	1	6
2	100	0,7	20	0,4	0,64	0,45	1500	2	1	5
3	80	0,7	16	0,32	0,64	0,45	1500	2	1	5
4	50	0,7	12,5	0,25	0,64	0,45	1500	2	1	4

Dimensiunile crestăturii şi numărul de bare pe colivie

După ce s-a examinat modul de a alege economic numărul de colivii, să facem cîteva consideraţii cu privire la dimensiunile crestăturii şi a numărului de bare pe colivie. Fie h înălţimea crestăturii, b lăţimea ei şi q numărul de bare pe colivie. Consideraţiile care stau la baza alegerii acestor mărimi se vor referi la: încălzirea maşinii şi la inducţia ideală la baza dintelui (B_d). Se notează prin I curentul maşinii care trece, după cum am arătat, prin fiecare colivie. Dacă q este numărul de bare în paralel pe colivie, atunci curentul de bară I_b va fi dat de relaţia:

$$I_b = \frac{I}{q} \tag{37}$$

fiindcă am admis în mod tacit, o simetrie electrică absolută în construcţia coliviei.

Densitatea de curent este limitată de încălzire şi în maşini electrice se lucrează cu valori grupate în jurul unei medii de $j = 2{,}5 \cdot 10^6$ A/m². Impunem deci condiţia ca I_b să fie astfel ales încît densitatea de curent să nu depăşească prescripţiile. Vom avea:

$$I_b = K_u \cdot j \cdot h \cdot b \tag{38}$$

unde K_u este factorul de umplere al crestăturii, iar j densitatea de curent admisă. Ţinînd seama încă de valoarea lui I_b obţinem final:

$$h \cdot b \cdot q = \frac{I}{K_u \cdot j}. \tag{39}$$

Să considerăm acum şi inducţia ideală de la baza dintelui B_d. Se ştie că şi această valoare este limitată (2,4 — 2,6 Wb/m²). Alegerea dimensiunilor crestăturii şi a numărului de bare trebuie să se facă în aşa fel, încît această inducţie să nu depăşească valorile prescrise.

Inducţia ideală la baza dintelui se calculează în ipoteza că nici o linie a cîmpului magnetic nu trece prin crestătură şi că deci întreg fluxul maşinii este condus prin dinte. Punînd această condiţie rezultă relaţia pentru calculul lui B_d:

$$L \cdot B_d \cdot [\pi (d - 2h) - p \cdot q \cdot b] = B_\delta \cdot \pi \cdot d \cdot L. \tag{40}$$

Suprafaţa de trecere a inducţiei este dată de un cilindru de diametrul $d = 2h$ din care se va scădea lăţimea totală a crestăturilor. Dacă q este numărul de bare al unei colivii şi p nu-

mărul coliviilor atunci, numărul total de crestături este $p \cdot q$. Fiecare crestătură avînd lăţimea b se obţine suprafaţa de trecere sub forma :

$$L\,[\pi\,(d-2\,h) - p \cdot q \cdot b].$$

Pentru claritatea expunerii, fig. 5 exemplifică cele afirmate.

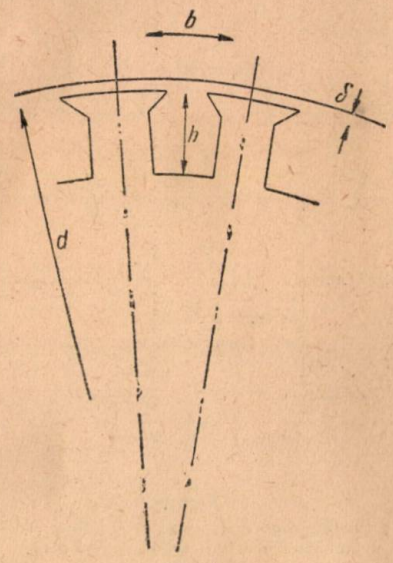


Fig. 5

Să reluăm relaţia (40) care după simplificări devine :

$$p \cdot q \cdot b = \pi d \left(1 - \frac{B_\delta}{B_d}\right) - 2 \cdot \pi \cdot h. \qquad (41)$$

Relaţiile (41) şi (39) trebuie să fie simultan verificate. Să determinăm din relaţia (39) valoarea produsului $q \cdot b$ care rezultă :

$$q \cdot b = \frac{I}{h \cdot K_u \cdot j}$$

acelaşi produs calculat din relaţia (41) ne dă :

$$q \cdot b = \frac{\pi}{p}\left[d\left(1 - \frac{B_\delta}{B_d}\right) - 2h\right]$$

şi egalînd cele două rezultate obţinem relaţia (42) care conţine o singură necunoscută şi anume h. Dacă se calculează h din această relaţie sîntem siguri că nici inducţia în dinte şi nici densitatea de curent nu depăşesc limitele impuse. Ecuaţia care permite calculul lui h este :

$$\frac{\pi}{p}\left[d\left(1 - \frac{B_\delta}{B_d}\right) - 2\,h\right] = \frac{I}{h\ K_u \cdot j} \qquad (42)$$

$$h^2 - \frac{d}{2}\left(1 - \frac{B_\delta}{B_d}\right)h + \frac{I \cdot p}{2\pi \cdot K_u \cdot j} = 0 \qquad (43)$$

şi conduce la soluţiile :

$$h = \frac{d}{4}\left(1 - \frac{B_\delta}{B_d}\right) \pm \frac{1}{2}\sqrt{\frac{d^2}{4}\left(1 - \frac{B_\delta}{B_d}\right)^2 - \frac{2I \cdot p}{\pi \cdot K_u \cdot d}} \qquad (44)$$

Din aceste două soluţii alegem pe aceea care conduce la rezultatele cele mai preferabile în sensul că, se va alege acea valoare a lui h, care fără să dea o crestătură prea adîncă, nu duce nici la o ancoşă prea lată. O dată h calculat, însemnează că însăşi produsul $q.b$ este calculat. Se pune acum problema de a determina separat lăţimea crestăturii b şi numărul de bare luate în paralel pe colivie q. Pentru calculul lui b se fac următoarele propuneri. Din punct de vedere al secţiunii, cea mai avantajoasă este crestătura pătrată, fiindcă la perimetrul minim, secţiunea pătrată este maximă. Din aceste consideraţii ar reieşi $b = h$. Totuşi nu se recomandă această alegere din cauza solicitărilor mecanice ale penei.

Pana, care închide crestătura, preia toată presiunea datorită forţei centrifugale, ori o pană prea lată ar necesita construcţie specială din cauza solicitării. De aceea se recomandă ca b să fie mai mic decît h renunţîndu-se astfel la avantajele secţiunii pătrate. Ne permitem să facem următoarele propuneri :

Pentru h mai mare ca 3—4 cm se va lua b cel mult 2 cm.

Pentru h cuprins între 4 şi 1 cm se va lua $b = 0{,}4$ h.

Pentru h mai mic decît 1 cm se va lua $b = 0{,}5$ cm.

Astfel considerăm că lăţimea crestăturii este aleasă şi deci din relaţia :

$$q \cdot b = \frac{I}{K_u \cdot j \cdot h}$$

putem calcula numărul de bare pe colivie :

$$q = \frac{I}{K_u \cdot j \cdot b \cdot h}. \qquad (46)$$

Relaţiile de verificare pentru b, h, şi q

Secţiunea de la baza dintelui poate să fie greu solicitată din cauza forţelor centrifugale care apar. Dacă r este raza corespunzătoare centrului de greutate a dintelui, m masa dintelui plus a cuprului din crestătură (de care trebuie să ţinem seama fiindcă acţionează asupra dintelui în intermediul penei) şi ω este viteza unghiulară corespunzătoare turaţiei maşinii atunci, forţa centrifugă este :

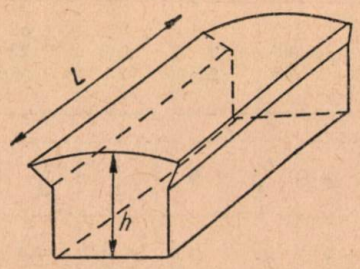


Fig. 6

$$F = m \cdot \omega^2 \cdot r \qquad (47)$$

ω şi r se calculează cu relaţiile :

$$\omega = \frac{2\pi \cdot n}{60} \qquad (48)$$

$$r = \frac{d}{2} - \frac{h}{3}. \qquad (49)$$

Forţa F se repartizează pe baza dintelui, şi dacă s este suprafaţa bazei dintelui atunci trebuie să avem :

$$\frac{m \cdot \omega^2 \cdot r}{s} < \sigma_a \qquad (50)$$

unde σ_a este efortul admisibil.

Calculul lui s şi a lui m se face după relaţiile :

$$m = \frac{K_u \cdot b \cdot h \cdot \gamma_c \cdot L}{g \cdot p \cdot q} +$$

$$+ L \cdot \gamma_f \cdot h \frac{\pi d - b \cdot p \cdot q + \pi (d - 2h) - b \cdot p \cdot q}{2 \cdot g \cdot p \cdot q} \quad (51)$$

$$s = L \frac{\pi (d - 2h) - b \cdot p \cdot q}{p \cdot q} \quad (52)$$

unde γ_c este greutatea specifică a cuprului în kg/m³, iar γ_f greutatea specifică a fierului în aceleaşi unităţi. Prin g s-a notat acceleraţia gravitaţiei în m/s².

Cu aceasta relaţia de verificare devine :

$$\frac{h\omega^2}{g}\left(\frac{d}{2} - \frac{h}{3}\right)\frac{K_u b \gamma_c + (\pi d - h - b \cdot p \cdot q)\gamma_f}{\pi(d - 2h) - b \cdot p \cdot q} < \sigma_a. \quad (53)$$

Exemplu de calcul II. Ne propunem să stabilim cu relaţiile arătate dimensiunile înfăşurării pentru toate maşinile din seria considerată în primul exemplu. In tabela, 2 sînt daţi curenţii fiecărei maşini.

Tabela 2

P kW	500	500	500	500
U_e V	120	100	80	50
I, A	4 160	5 000	6 250	10 000

Tabela 3

U_e V	h cm
120	1,5
100	1,5
80	2
50	2,5

Tabela 4

U_e V	h cm	b cm	q
120	1,5	0,6	27
100	1,5	0,6	32
80	2	0,8	22
50	2,5	1	23

Admiţînd $j = 2{,}5 \cdot 10^6$ A/m² rezultă valoarea lui h pentru fiecare maşină din tabela 3.

Conform propunerilor făcute, pentru b, rezultă lăţimea crestăturii pentru fiecare maşină.

In sfîrşit cu relaţia (46) calculăm pe q, rezultatele fiind date în tabela 4.

Pentru a rezuma mai bine exemplele numerice dăm în tabela 5 datele principale pentru seria de maşini.

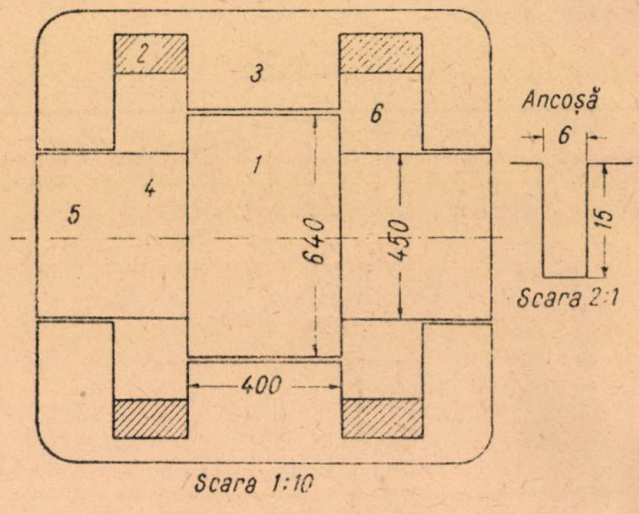


Fig. 7

1 — rotorul; *2* — înfăşurare de excitaţie; *3* — stator; *4* — partea din afară prin care se închide fluxul; *6* — spaţiu pentru perii.

In fig. 7 este dată figurativ, schema maşinii *1* din seria proiectată.

* * *

Sperăm că lucrarea de faţă va reuşi să dea îndrumări suficiente pentru orientare în calcule de asemenea natură. Trebuie menţionat că deşi rotoarele bobinate aduc complicaţii constructive totuşi economia de oţel magnetic pe care o realizează faţă de rotoarele nebobinate este considerabilă.

Tabela 5

Nr, crt.	U_e V	P kW	p	U_{ec} V	θ	I A	L m	d m	d_a m	n rot/min	B_a Wb/m²	B_δ Wb/m²	B_ϕ Wb/m²	h cm	b cm	q
1	120	500	6	20	0,7	4 160	0,4	0,64	0,45	1 500	2	1	2,2	1,5	0,6	27
2	100	500	5	20	0,7	5 000	0,4	0,64	0,45	1 500	2	1	2,2	1,5	0,6	32
3	80	500	5	16	0,7	6 250	0,32	0,64	0,45	1 500	2	1	2,2	2	0,8	22
4	50	500	4	12,5	0,7	10 000	0,25	0,64	0,45	1 500	2	1	2,2	2,5	1	23

Bibliografie

[1] *Piotrovski L. M.*: Curs de maşini electrice, Editura Energetică, 1953.

[2] *Sălăgean T.*: Revista M.E.E. nr. 2 şi nr. 10 din 1952.

★

РАСЧЕТ ОДНОПОЛЮСНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ОБМОТКАМИ НА РОТОРЕ

Резюме

Указывается простой способ повышения напряжения однополюсных генераторов с обмотками на роторе.

Указываются также самые экономические критерии для выбора размеров высоковольтных однополюсных генераторов.

I.26606/57
LEFORDITVA

CINEMATICA ŞI DINAMICA SISTEMULUI DE CONTACT LA CONTACTORI

Ing. A. C. PREDOIU

Se prezintă în lumina experienţei sovietice cinematica şi dinamica sistemului de contact la contactori, în cadrul problemei proiectării şi construcţiei contactorilor electromagnetici. Se ajunge la o serie de formule de calcul, rezultate din consideraţia, că parametrii constructivi şi electrici ai sistemului de contact la contactori, influenţează simţitor construcţia şi vibraţiile contactelor, stabilitatea dinamică şi termică, cît şi funcţionarea contactorilor.

Automatizarea din ce în ce mai largă a proceselor industriale reclamă industriei electrotehnice crearea echipamentului electric corespunzător.

Printre echipamentul electric al automatizării se enumeră aparatajul de comandă şi protecţie electric, contactori electromagnetici sau pneumatici, relee termice, electromagnetice şi alte tipuri de relee.

In lucrarea de faţă se expune *cinematica şi dinamica sistemului de contact la contactori.*

Din practica exploatării contactorilor în circuitele de comandă şi protecţie s-a ajuns la concluzia că porţiunea din suprafaţa contactelor după care ele se ating şi în acelaşi timp se produce şi o alunecare în momentul conectării, influenţează într-o măsură importantă în procesul de funcţionare al contactorilor.

In urma observaţiilor şi a unui studiu amănunţit asupra diverselor tipuri de sisteme de contact, inginerii sovietici Voroneli şi Koblenţ dela Fabrica de aparataj electric din Cebocsar, au obţinut ,aşa cum reiese din cursul lucrării, prin considerente matematice simple, o formulă care exprimă mărimea căderii contactului, ce se defineşte ca *distanţa dintre linia de atingere iniţială a contactelor şi linia de atingere finală*, funcţie de parametri constructivi ai sistemului de contact.

Această precizare constituie un pas pozitiv în problemele de proiectare şi construcţie ale contactorilor, deoarece dă posibilitatea determinării prin calcul a porţiunii pe care se produce alunecarea contactelor, autocurăţirea lor şi contribue la realizarea unui contact pe o suprafaţă sănătoasă, condiţie absolut necesară pentru buna funcţionare a contactorilor în exploatare.

A. Cinematica sistemului de contact

In proiectarea şi construcţia contactorilor, forma sistemului de contact joacă un rol esenţial, întrucît ea determină parametrii de bază: încălzirea căilor străbătute de curent, stabilitatea termică, căile de curent din circuitul de comutaţie, stabilitatea faţă de uzura contactelor, stabilitatea dinamică, momentele de acţionare şi, prin urmare şi dimensiunile de gabarit ale sistemului electromagnetic cît şi seria celorlalţi parametri constructivi.

Caracteristicele de bază ale sistemului de contact, care sînt necesare pentru studiul de faţă, sînt:

— *căderea*: distanţa dintre punctul de atingere iniţială şi atingere finală a contactelor (fig. 3, 4 şi fig. 5, 6, 7) notată cu w;

— *ridicarea*: distanţa cu care se poate deplasa linia atingerii contactului mobil cu contactul fix, pînă la linia de conectare completă. în cazul cînd contactul fix se îndepărtează (fig. 8) şi,

— *alunecarea* contactelor.

După diversele forme ale contactorilor sistemele de contact se pot împărţi în trei variante:

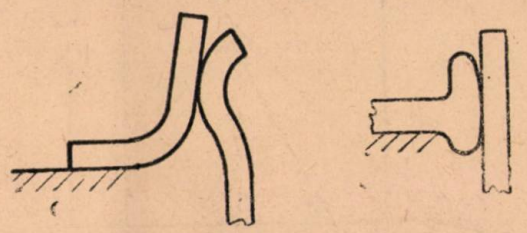


Fig. 1, *1* — contact cilindru/plan; 2—contact plan/cilindru.

contactul mobil cilindric iar cel fix plan (fig. 1);

contactul mobil plan iar cel fix cilindric (fig. 2);

ambele contacte, atît cel mobil cît şi cel fix sînt de formă cilindrică (fig. 3).

In construcţiile de contactori existente, contactele principale se execută din cupru. Rezis-

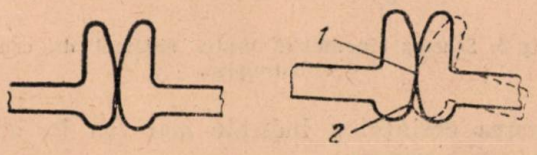


Fig. 3, 4. Contacte cilindrice: cilindru/cilindru.
1—locul atingerii iniţiale a contactelor; *2*—locul atingerii contactelor la conectarea completă a contactorului.

tenţa de contact a contactelor de cupru depinde în general de gradul de puritate a suprafeţei de contact. La o oarecare oxidare a contactelor, rezistenţa de contact creşte de cîteva ori; creşterea rezistenţei de contact, duce la o încălzire a contactului, care mai departe duce la o oxidare ş.a.m.d., ajungîndu-se la o imposibilitate de utilizare a contactelor, dacă nu sînt curăţate. De aceea construcţia contactorilor, trebuie să ofere posibilitatea de autocurăţire a suprafeţelor de contact, de oxizi etc., lucru care se poate obţine numai în contul căderii şi alunecării contactelor.

In afară de aceasta, este necesar a se evita pe cît posibil ca suprafeţele de contact să se

murdărească şi să se perleze sub acţiunea arcului electric care se naşte între ele ,la întreruperea unui curent de sarcină.

Pentru a asigura o comportare bună a contactorilor este necesar ca linia de atingere iniţială a contactelor în momentul conectării, care este şi linia de desprindere a contactelor în momentul deconectării, să se afle mai sus decît linia de atingere a contactelor în poziţie stabilă de lucru. Se obţine astfel o suprafaţă de contact de lucru curată şi neperlată.

In fig. 5, 6, 7, sînt date schemele cinematice ale unor construcţii de contact, care asigură res-

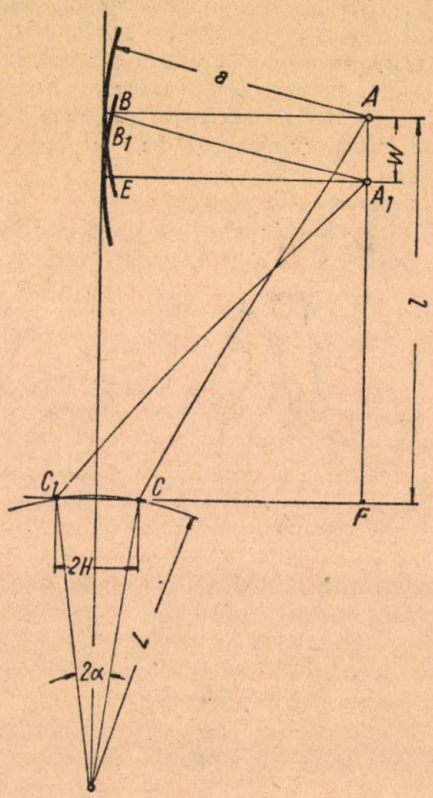


Fig. 5. Schema cinematică pentru sistemul de contact cilindru/plan.

pectarea cerinţelor indicate mai sus în cazul celor trei variante.

Descrierea schemelor cinematice. Elementele părţii mobile ale sistemului de contact trebuie să se situeze astfel, încît linia care trece prin punctul iniţial şi final de atingere a contactelor şi axa de rotaţie a sistemului mobil să împartă unghiul de cădere 2 α pe jumătate.

In acest caz, componenta efortului lovirii contactelor transmisă la ax, va fi minimă.

La mişcarea sistemului mobil al contactorului în raport cu axul său de rotaţie (axul părţii mobile a electromagnetului pe care sînt montate elementele de fixare a contactelor mobile) O din momentul atingerii iniţiale a contactelor (punctul B), pînă la atingerea finală (punctul E), axa de rotaţie a contactului mobil (C) se deplasează cu unghiul căderii şi la cursa complectă a contactului — poziţia conectat — va ocupa poziţia C_1, (fig. 5).

Căderea contactului w, se va determina prin distanţa BE, dintre punctele de atingere iniţială şi punctele de atingere finală a contactelor, (fig. 5).

Alunecarea contactelor depinde atît de diferenţa drumurilor prin care trec punctele de contact în momentul atingerii iniţiale pînă la conectarea completă a contactelor, cît şi de componenta verticală a deplasării punctului C.

Pentru schemele arătate unde axa de rotaţie a sistemului mobil se poate afla în procesul de mişcare, pe ambele părţi ale axei verticale, componenta alunecării se va schimba atît ca mărime cît şi ca direcţie.

Se va da mai departe explicaţia elementelor schemei cinematice reprezentată în fig. 5 în care s-au însemnat dimensiunile parametrilor constructivi ai sistemului de contact prin litere.

Inainte de aceasta trebuie menţionat în ceea ce priveşte alunecarea comparativ cu ridicarea contactelor, că alunecarea constituie o valoare neînsemnată în comparaţie cu ridicarea. Valorile alunecării şi ridicării contactelor vor depinde de construcţia contactorilor, de dimensiunile lor de gabarit şi de valorile elementelor de bază ale schemei cinematice a sistemului de contact. Aceste elemente constructive de bază sînt :

— distanţa L, dela axul de rotaţie a sistemului mobil al contactorului, pînă la axul de rotaţie al contactului mobil ;

— unghiul de cădere 2α, adică unghiul cu care se deplasează axa de rotaţie a contactului mobil, din momentul atingerii iniţiale pînă în momentul conectării complecte a contactorului ;

— distanţa l dela axul de rotaţie al contactului mobil, pînă în punctul atingerii iniţiale a contactelor ;

— raza de curbură a contactului mobil, a.

Unghiul de cădere se determină prin distanţa L dela axul de rotaţie al sistemului mobil şi distanţa $2H$ cu care se deplasează axul de rotaţie al contactului mobil în căderea lui :

$$H = 2L \sin \alpha \qquad (1)$$

Se trece la determinarea valorii căderii contactului mobil w, pentru cele trei variante mai sus indicate :

Varianta I. Suprafaţa contactului fix este plană, iar a contactului mobil cilindrică (fig. 5).

Intrucît unghiul dintre distanţa dela axul de rotaţie pînă la punctul de atingere iniţială a contactelor este mic şi proiecţia ei pe axa verticală este foarte mică, admitem că această distanţă este egală cu proecţia ei pe verticală, prin urmare :

$$\overline{AF} = l. \qquad (1a)$$

Pentru a determina valoarea căderii w se consideră pe fig. 5 trinnghinrile ΔAFC şi ΔAF_1C_1

Iptenuzele acestor două triunghiuri dreptunghice reprezentînd distanţa dela centrul curburii unuia şi aceluiaş contact, sînt egale.

Din aceasta reiese că :

$$\overline{AF}^2 + \overline{CF}^2 = \overline{A_1F}^2 + \overline{C_1F}^2 \qquad (1b)$$

sau știind că :

$$\left.\begin{aligned} \overline{AF} &= l \\ CF &= a - H \\ \overline{A_1F} &= l - w \\ \overline{C_1F} &= a + H \end{aligned}\right\} \quad (2c1)$$

$$l^2 + (a - H)^2 = (l - w)^2 + (a + H)^2 \quad (2c2)$$

Din ultima relație rezultă o ecuație de gradul II în w :

$$w^2 - 2\,lw + 4\,aH = 0. \quad (1d)$$

ale cărei rădăcini sînt

$$w_{1,2} = l \pm \sqrt{l^2 - 4aH}. \quad (1e)$$

Rădăcina corespunzătoare semnului pozitiv din fața radicalului, nu are sens, întrucît căderea contactului nu poate fi mai mare decît distanța dela axul de rotație al contactului mobil pînă la punctul atingerii inițiale a contactului mobil.

Deci :

$$w = l - \sqrt{l^2 - 4aH}. \quad (2)$$

Varianta II. Suprafața de lucru a contactului fix este cilindrică, iar a acelui mobil plană (fig. 6).

Din triunghiurile ΔO_1BC_1, și ΔO_1FC_1, socotind că O_1C este ipotenuză, se poate scrie următoarea relație

$$\overline{O_1B}^2 + \overline{BC_1}^2 = \overline{O_1F}^2 + \overline{FC_1}^2. \quad (2a)$$

In mod analog din triunghiurile ΔO_1EC și ΔO_1FC_1, obținem :

$$\overline{O_1E}^2 + \overline{EC}^2 = \overline{O_1F}^2 + \overline{FC}^2. \quad (2b)$$

Ținînd cont că $\overline{O_1B} = \overline{O_1E}$ și rezolvînd împreună ambele egalități va rezulta :

$$\overline{BC_1}^2 - \overline{EC}^2 = \overline{FC_1}^2 - \overline{FC}^2. \quad (2c)$$

Observînd că $\overline{EC} = l - w$, putem scrie :

$$l^2 - (l - w)^2 = (a + H)^2 - (a - H)^2 . \quad (2d)$$

Efectuînd calculele ,rezultă o ecuație de gradul II în w, identică cu cea din varianta I,

$$w^2 - 2\,lw + 4aH = 0, \quad (2e)$$

ale cărei soluții sînt :

$$w_{1,2} = l \pm \sqrt{l^2 - 4aH}, \quad (2f)$$

de unde pentru faptul considerat și în cazul variantei (I), adoptăm ca bună, numai soluția :

$$w = l - \sqrt{l^2 - 4\,aH}. \quad (2g)$$

Varianta III. Suprafețele de lucru ale contactelor fix și mobil sînt cilindrice, avînd aceleași raze de curbură (fig. 7). Ca și în cazul variantei I, admitem că distanța dela axul de rotație a contactului mobil pînă la punctul atingerii inițiale a contactelor este egală cu proecția acestei distanțe pe axa verticală.

Din triunghiurile ΔAFC și ΔA_1FC_1, care au ipotenuzele egale putem scrie :

$$\overline{AF}^2 + \overline{FC}^2 = \overline{A_1F}^2 + \overline{FC_1}^2. \quad (2h)$$

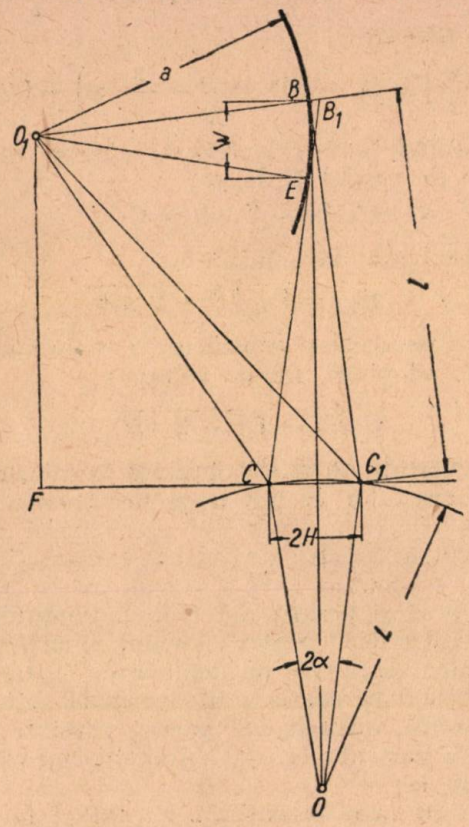


Fig. 6. Schema cinematică pentru sistemul de contact plan/cilindru.

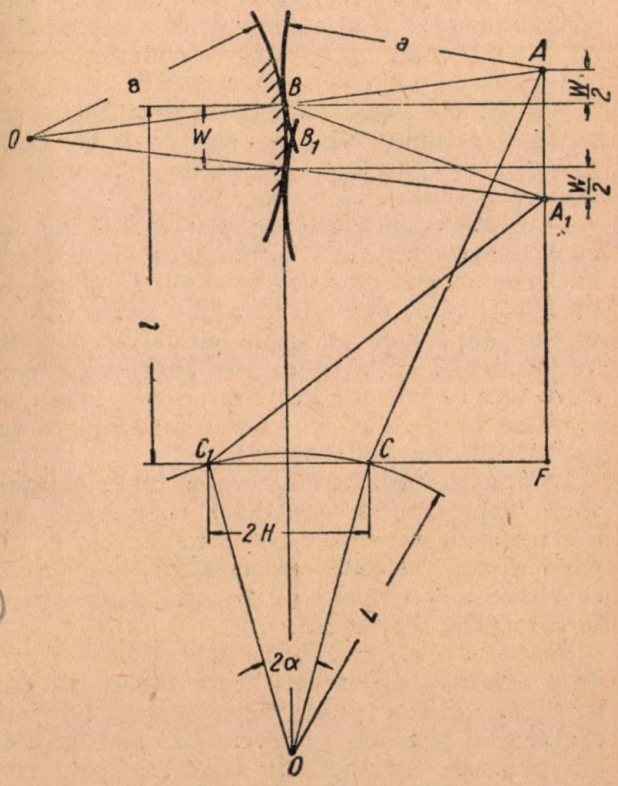


Fig. 7. Schema cinematică pentru sistemul de contact cilindru/cilindru.

Intrucît razele de curbură ale contactelor fix şi mobil sînt aceleaşi, rezultă că :

$$\overline{AF} = l + \frac{w}{2} \text{ iar } \overline{A_1F} = l - \frac{3}{2}w. \quad (2i)$$

Prin urmare :

$$\left(l + \frac{w}{2}\right) + (a - H)^2 = \left(l - \frac{3}{2}w\right)^2 + (a+H)^2. \quad (2j)$$

Efectuînd toate calculele, se ajunge tot la o ecuaţie de gradul II în w :

$$w^2 - 2lw + 2aH = 0. \quad (2k)$$

care rezolvată dă soluţiile :

$$w_{1,2} = l \pm \sqrt{l^2 - 2aH}, \quad (2m)$$

de unde pe aceleaşi considerente ca în varianta I şi II, adoptăm, numai soluţia :

$$w = l - \sqrt{l^2 - 2aH}. \quad (3)$$

Din relaţiile (2) şi (3) obţinute în calculul căderii contactelor, se pot trage următoarele concluzii :

— pentru aceiaşi parametri ai construcţiei sistemului de contact l, H şi a, valoarea căderii w este mai mică pentru sistemul de contact cilindru /cilindru decît pentru sistemul cilindru/plan ;

— valoarea căderii nu depinde de faptul care dintre cele două contacte fix sau mobil este plan sau cilindru, întrucît atît pentru varianta I cît şi pentru varianta II, s-a obţinut aceiaşi valoare a căderii w ;

— cu cît raza de curbură a contactului a şi deplasarea axului de rotaţie a contactului mobil $2H$ va fi mai mare şi cu cît va fi mai redusă distanţa dela axul de rotaţie al contactului mobil pînă la punctul de atingere iniţială a contactelor, cu atît mai mare va fi valoarea căderii.

De aici se pot trage alte concluzii :

— o cădere mare conduce la funcţionare imperfectă a contactului, la apariţia de trepte în procesul de conectare ceea ce duce la urme de strivire a suprafeţei contactelor ;

— o cădere mică este dezavantajoasă, nu asigură o autocurăţire a suprafeţelor de contact, linia contactului de lucru (punctul E) se va expune mai mult acţiunii arcului electric care ia naştere după linia atingerii iniţiale a contactelor (punctul B) la deconectarea unei sarcini, ceea ce va face ca la o conectare ulterioară, linia contactului de lucru să nu se mai situeze pe o suprafaţă de contact sănătoasă.

La funcţionarea contactorului în exploatare, uzura suprafeţei de contact a contactelor este o urmare nu numai a frecării mecanice, ci, în mare măsură se datoreşte erodării prin perlare şi svîrlire a particulelor de material din contacte la comutarea curenţilor.

Pentru a compensa uzura contactelor, se prevede ridicarea contactului care determină distanţa cu care se poate deplasa linia atingerii contactului mobil cu contactul fix, pînă la linia de conectare completă, în cazul cînd contactul fix se îndepărtează (fig. 8), egală cu :

$$f = (L + l - w)\ 2\sin\alpha. \quad (4)$$

Este însă greu să se măsoare valoarea ridicării contactului contactorului. Se apreciază în general după valoarea interstiţiului de control (fig. 8) :

$$\delta = f\frac{l_1}{l - w}, \quad (5)$$

unde l_1 este distanţa dela axul de rotaţie al contactului mobil pînă la locul de control al valorii de control δ.

Prin urmare se poate face legătura între valorea ridicării f a contactului mobil şi grosimea contactelor mobil şi fix şi să se considere că în condiţiile de uzură în exploatare contactele se schimbă atunci cînd valoarea δ devine egală cu jumătatea valorii sale iniţiale.

Se poate trage concluzia că, în măsura în care contactele sînt mai groase şi valoarea ridicării f mai mare, se face mai rar schimbarea lor din cauza uzurii în exploatare.

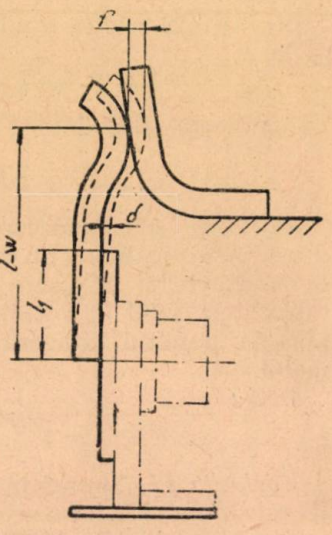


Fig. 8. Determinarea interstiţiului de control al căderii contactului.

Insă o mărire exagerată a valorii ridicării f, conduce la necesitatea creşterii unghiului de rotaţii a armăturii mobile ceea ce la rîndul ei măreşte numărul de amper-spire, dimensiunile de gabarit ale sistemului electromagnetic şi ale contactorului în întregime. Este posibil să se păstreze ridicarea f a contactului mobil în contul micşorării unghiului de rotaţie al armăturii mobile prin mărirea valorilor L şi l ceea ce însă este tot dezavantajos pentru că duce la mărirea gabaritului sistemului de contact şi la creşterea momentului rezistent.

In concluzie, alegerea ridicării contactului trebuie să se facă în urma unei combinaţii constructive, în care dimensiunile de gabarit ale contactorului să fie minime.

Din relaţiile (1), (4) şi (5), se află :

$$H = \frac{\delta\,(l - w)\,L}{2l_1\,(L + l - w)}, \quad (6)$$

în care valoarea tuturor mărimilor afară de H şi w apar în desene şi în parametrii de reglare a aparatelor.

Valorile H şi w pot fi aflate prin rezolvarea relaţiei (6) cu (2) pentru sistemul de contact cilindru/plan, respectiv (6) cu (3) pentru sistemul de contact cilindru/cilindru.

In tabela 1 sînt date valorile căderii w, unghiul căderii 2α şi valoarea ridicării f obţinute pe cale de calcul pentru contactorii corespunzători curenţilor nominali indicaţi, KT-2-5 KP-3-5, KP-900 şi KP-500.

Tabela 1

1 Tipul contactorului	2 Curentul nominal în A	3 Parametrii constructivi								
		L	l	a	δ	l_1	H	W	2α	f
KT2	75	27	46	17	3	28	0,906	0,65	3°50′	4,85
KP502	100	16,3	48,5	41	3	30	0,612	1,04	4°15′	4,75
KT3	150	63	52	63,5	3,5	26,5	1,79	4,6	3°15′	6,28
KP3		40	51	52	4	29	1,52	1,58	4°20′	6,8
KP903		29	67,5	52	4,5	45	1,011	0,78	4°	6,7
KP503		30	55	93	3,5	31	1,07	3,75	4°03′	5,8
KT4		44,5	74	152	5,5	46	1,6	7	4°07′	8,1
KP4	300	46	66	64	5,5	37	1,99	2,3	4°57′	9,5
KP904		42	79	64	4,5	54	1,138	0,98	3°06′	6,5
KP504		37	67	158	5	41	1,4	7	4°20′	7,33
KT5		69	78	270	5,5	51	1,8	13,5	3°	7
KP5	600	46	66	64	5,5	37	1,99	2,3	4°57′	9,5
KP905		42	79	64	4,5	54	1,138	0,98	3°06′	6,5
KP505		51	85	191	7	56	1,9	9	4°16′	9,46

Aşa cum reiese din tabela 1, valoarea w, pentru unele serii de contactori cu sistem de contact cilindru/cilindru este mult mai mică, ceeace implică o uzură necorespunzătoare a contactelor, iar valoarea f pentru contactorii de construcţii deosebite dar cu aceeaşi curenţi nominali este aceeaşi.

Excepţie face contactorul KP-4 la care w este mai mare pentru care motiv construcţia lui de contact se foloseşte şi la KP-5 şi KP-905, în care w este puţin mai mic.

B. Dinamica sistemului de contact

Rolul presiunii de contact. In afară de parametri mai sus examinaţi, unul din principalii factori, care determină siguranţa lucrului contactorului este şi presiunea de contact.

La contactele uzate cînd valoarea δ (fig. 8) devine jumătate din valoarea sa iniţială, presiunea de contact trebuie să aibe o valoare, astfel încît :

— contactele să nu se încălzească la o trecere îndelungată a curentului nominal ;

— la trecerea prin contacte a curentului limită admisibil pentru contactorul dat, să se asigure stabilitatea termică şi dinamică ;

— să se excludă posibilitatea sudării contactelor, ca o consecinţă a vibraţiilor contactului mobil.

Vibraţia contactelor, este un fenomen ce apare în cazul conectării contactorului, pe un scurtcircuit. In acest caz vibraţia contactelor apare ca un fenomen oscilatoriu, cînd din cauza unei presiuni de contact diminuată prin eforturile electrodinamice, contactele se îndepărtează, iar între ele se amorsează un arc electric.

Arcul electric care se amorsează şi se stinge la fiecare îndepărtare sau apropiere a contactelor în timpul vibraţiilor, poate să producă topirea materialului contactelor şi să provoace sudarea lor, împiedicînd astfel deconectarea aparatului.

Pentru aceasta se vor prezenta cîteva consideraţii asupra presiunii de contact.

La valoarea presiunii de contact se consideră două valori : — cea iniţială şi cea finală — care se pot măsura uşor (2, 6), caracteristica resortului fiind dreaptă.

Incălzirea contactelor la trecerea curentului nominal, depinde atît de valoarea presiunii cît şi de suprafaţa de răcire a contactelor şi a căilor de curent.

Rezistenţa de trecere a contactului R_k, determinată prin valoarea presiunei de contact P_k, nu poate fi aflată prin această alegere a presiunii după formula :

$$R_k = \frac{K}{P_k^m}$$

unde k şi m sînt coeficienţi ce depind de proprietăţile mecanice şi electrice ale cuprului, poziţia suprafeţei de contact şi numărul punctelor de atingere al contactelor.

Considerînd că pentru acelaeşi tipuri de contacte este posibil ca aceşti coeficienţi să varieze în limite mari (3), se subînţelege că nu este just ca determinarea presiunii de contact să se facă din rezistenţa de trecere a contactelor.

Alegerea presiunii de contact urmează să se facă cu scopul de a se asigura înlăturarea posibilităţii sudării contactelor din cauza vibraţiilor, iar încălzirea contactelor la presiunea aleasă, urmează să se corecteze prin variaţia secţiunii pieselor de contact şi a pieselor aflate sub curenti.

Sudarea contactelor. In cele ce urmează se face o examinare mai amănunţită a cauzelor care provoacă sudarea contactelor.

După cum este cunoscut, în poziţia închisă a contactorului atingerea contactelor nu se produce după toată suprafaţa de contact ci numai în cîteva puncte (4) care au dimensiuni finite.

Dacă se raportează curentul care trece prin contact, la suprafaţa acestor puncte de contact, atunci densitatea de curent în contact apare deosebit de însemnată, fapt care ne conduce să presupunem că există locuri foarte încălzite. Totuşi, la trecerea prin contacte a curenţilor nominali (5) supraîncălzirea în punctele de contact în raport cu temperatura generală

a contactului conform teoriei contactului nu este prea însemnată :

$$\tau = C \frac{I^2}{P}, \qquad (8)$$

unde

$$C = \frac{\pi}{800} \times \frac{\sigma \rho}{\eta \lambda k_2}. \qquad)9)$$

Valoarea lui C se determină substituind valorile mărimilor din relaţia (9) a căror semnificaţie este :

- σ — limita plastică a contactului de cupru în kg/mm²;
- ρ — rezistivitatea cuprului la temperatura dată a contactului în Ωmm²/m;
- η — numărul punctelor de atingere al contactului;
- λ — conductibilitatea termică a cuprului în W/cm$_0$C;
- k_2 — coeficient ce ţine seama de asperităţile şi murdăria suprafeţei de contact.

Exemplu de calcul pentru determinarea supraîncălzirii în punctele de atingere a contactelor, în raport cu temperatura generală a contactelor pentru contactorul KP-503, în cazul trecerii unui curent nominal de 150 A.

Pentru determinarea lui τ, se determină mai întîi C, pentru care se admite :

- σ = 16 kg/mm² pentru cupru tare;
- σ = 5 kg/mm² pentru cupru moale;
- ρ = 0,02 Ωmm/²m (pentru contacte încălzite);
- η = 2 (contact linear);
- λ = 3,5 W/cm°C;
- k_2 = 0,65 (după puritatea suprafeţei de contact şi gradul de neregularitate).

Substituind aceste valori în relaţia (9), se determină :

— pentru cupru tare $C_m = 2{,}8 \times 10^{-4}$

— pentru cupru moale $C_m = 0{,}87 \times 10^{-4}$

Presiunea de contact medie în cazul contactorilor KP-503 este egală cu 2,4 kg (iniţială 1,6 kg, finală 3,2 kg). Substituind valorile aflate ale lui C (C_m) şi presiunii medii în relaţia (8) se determină $\tau = (0{,}8 - 2{,}6)$ °C.

Rezultă deci exact cum s-a afirmat mai sus că supratemperatura punctelor de contact, în raport cu temperatura generală a contactelor nu este atît de însemnată la trecerea curentului nominal, ceeace conduce la concluzia că din punctele de atingere a contactelor are loc o cedare a căldurii prin masele cu care ele se mărginesc în mod nemijlocit.

Totuşi, la suprasarcini de scurtă durată (trecerea curenţilor de scurtcircuit), căldura desvoltată în punctele de contact se acumulează în masa contactelor şi în aceste puncte are loc o ridicare considerabilă a temperaturii ceea ce poate să ducă la topirea cuprului în punctele de atingere şi la defectarea contactelor.

Potrivit datelor STAS temperatura admisibilă pentru contacte este stabilită 105°C. Temperatura de topire a cuprului este de 1083°C, deaceea la o supratemperatură de 978°C a punctelor de atingere, cuprul se topeşte şi dă naştere la defectarea contactelor.

Rezultînd din (8) şi (9) şi neglijînd variaţia rezistenţei specifice şi conductibilităţii termice a cuprului, cu temperatura se poate scrie cu suficientă exactitate pentru calcule preliminare :

$$I^2 = \frac{\tau}{C} \times P \qquad (10)$$

Adoptînd

τ = 978°C;
C = 2,8 × 10^{-4} pentru cupru tare;
C = 0,87 × 10^{-4} pentru cupru moale;

va rezulta :

$$I = 1\,860 \sqrt{P}\, A \text{ pentru contacte de cupru tare;} \qquad (11)$$

$$I = 3\,325 \sqrt{P}\, A \text{ pentru contacte de cupru moale.} \qquad (12)$$

Relaţiile (11) şi (12) permit determinarea curenţilor funcţie de presiunea pe contact la trecerea cărora începe topirea cuprului în punctele de atingere, în mod aproximativ, deoarece s-au neglijat variaţiile rezistivităţii şi conductibilităţii termice cu temperatura.

Insă de aceste formule nu ne putem folosi pentru determinarea curentului de topire a contactelor în funcţie de apăsarea pe contact, întrucît la trecerea curenţilor mari, această apăsare nu este egală cu presiunea pe contact, din cauza eforturilor electrodinamice.

Eforturi electrodinamice. In cazul trecerii curenţilor mari de suprasarcină, trebuie să se examineze simultan acţiunea termică şi dinamică a acestor curenţi, deoarece aceste fenomene sînt reciproc condiţionate şi acţionează în acelaşi timp. Siguranţa lucrului ne interesează mai puţin în momentul cînd intervine respingerea dinamică a contactelor, deoarece slăbirea presiunii are loc mult mai devreme sub acţiunea eforturilor electrodinamice şi ca un rezultat al acţiunii termice al curentului, va apare în mod nemijlocit defectarea contactelor.

Presiunea P în punctele de atingere, la trecerea curenţilor limită admisibili, va fi mai mică decît presiunea pe contact P_k — care se corectează precum s-a indicat mai înainte, cu valoarea forţei electrodinamice F care ia naştere la suprafaţa de separare a contactelor ca o urmare a ştrangulării curentului în locurile de contact :

$$P = P_k - F. \qquad (13)$$

Eforturile electrodinamice care se nasc atît în contacte cît şi în conductor, determinate în mod orientativ în raport cu celelalte părţi ale căii de curent se pot neglija, întrucît după curentul limită termic admisibil, aceste eforturi dinamice în comparaţie cu cele care corespunp

presiunii în locul de atingere al contactelor sînt mici.

Corecţia presiunii de contact în punctele de atingere, datorită eforturilor electrodinamice la trecerea curenţilor limită termici admisibili, care încă nu provoacă topirea contactelor se determină, după Builov, [3], prin formula :

$$F = 2{,}04 \times 10^{-8} I^2 \ln \frac{D}{d} \text{ kg}, \qquad (13a)$$

în care :

D este diametrul contactului ;
d — diametrul suprafeţei de contact a punctelor de atingere.

Pentru un contact linear, cazul întîlnit la contactorii despre care am vorbit, D se poate aproxima prin egalitatea perimetrului secţiunii aparente a contactului, cu perimetrul cercului.

Practic, perimetrul cercului se poate compara cu dublul lăţimii contactelor :

$$2B = \pi D \; ; D = \frac{2B}{\pi}, \qquad (13b)$$

unde B este lăţimea contactului.

Diametrul suprafeţei punctelor de atingere a contactelor reiese din presupunerea că suprafaţa de atingere are formă circulară, iar valoarea ei este :

$$q = \frac{P_k}{\sigma} = \frac{\pi d^2}{4}, \qquad (13c)$$

şi atunci

$$d = \sqrt{\frac{4 P_k}{\pi \sigma}}. \qquad (16)$$

Inlocuind în (14) valorile lui D şi d din (15) şi (16) se obţine :

$$F = 2{,}04 \times 10^{-8} I^2 \ln \sqrt{\frac{B^2 \sigma}{P_k \pi}} \text{ kg}. \qquad (14\text{ a})$$

In tabela 2 sînt date valorile cantităţii $\ln \sqrt{\frac{B^2 \sigma}{P_k \pi}}$, pentru diverşi contactori.

Tabela 2

1 Tipul contactorului	2 Curentul nominal în A	3 Lăţimea contactului B, în mm	4 Presiunea pe contact P_k, în kg.	$\ln \sqrt{\frac{B^2 \sigma}{P_k \pi}}$ Contact din cupru tare	Contact din cupru moale
KP502	100	14	4,5	3,24	2,66
KP503		16	2,4	3,15	2,56
KP903	150	20	2,3	3,38	2,8
		16	2,3	3,16	2,58
KT3		20	2,7	3,31	2,73
KP504		20	5,4	2,97	2,38
KP4	300	25	4,8	3,24	2,66
KP904		20	5,2	2,98	2,4
KT4		25	5,4	3,2	2,6
KP505		35	10,5	3,2	2,6
KP905	600	35	9,4	3,24	2,66
KT5		40	10,8	3,31	2,72

Examinînd tabela 2 se trage concluzia că pentru diferiţi contactori cu diferiţi curenţi nominali, cantitatea $\ln \sqrt{\frac{B^2 \sigma}{P_k \pi}}$, se încadrează în limite nu prea mari.

Pentru contactorul la care am calculat supratemperatura contactului, KP 503, consultînd tabela 2 de unde luăm valoarea cantităţilor $\ln \sqrt{\frac{B^2 \sigma}{P_k \pi}}$,

putem scrie :

— pentru cupru tare $F = 6{,}5 \times 10^{-8} \cdot I^2$ kg (14 b)
— pentru cupru moale $F = 5{,}3 \times 10^{-8} \cdot I^2$ kg (14 c)

Rezolvînd împreună (14 b) şi (11), respectiv (14 c) şi (12), determinăm raportul efortului electrodinamic, către presiunea P, în punctele de atingere a contactului, egal cu :

— pentru cupru tare $\frac{F}{P} \approx 0{,}22$,
— pentru cupru moale $\frac{F}{P} \approx 0{,}58$.

Inlocuind aceste rapoarte în relaţia (13) şi rezolvînd relaţiile (11) şi (12), se obţine :

— pentru cupru tare : $I = 1680 \times \sqrt{P_k}$ A, (17)
— pentru cupru moale $I = 2620 \times \sqrt{P_k}$ A. (18)

Relaţiile (17) şi (18) caracterizează dependenţa valorii curentului de topire a contactelor în funcţie de presiunea de contact, considerînd acţiunea simultană a curentului limită termic şi dinamic.

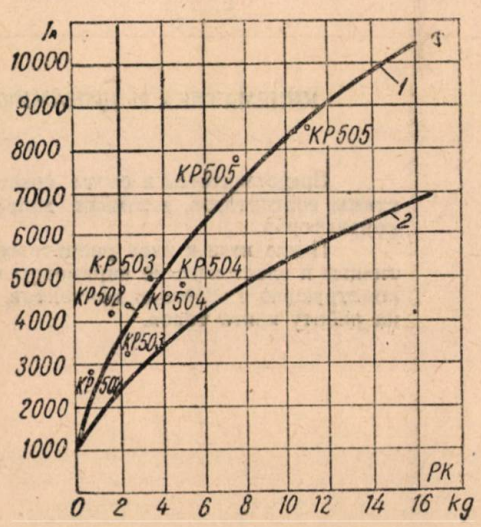


Fig. 9. Dependenţa curentului corespunzător începutului topirii contactului, funcţie de valoarea presiunii de contact : 1 — contacte de Cu moale ; 2 — contacte de Cu tare.

Fig. 9 reprezintă curbele obţinute din aceste relaţii, $I = f(P_k)$, pentru contactele din cupru tare şi cupru moale. După ele se pot determina curenţii pentru care încă nu apare defectarea contactelor, în funcţie de apăsare pe contacte.

Valabilitatea formulelor (17) şi (18) a fost confirmată de experienţele inginerilor sovietici Voroneli şi Koblenţ dela fabrica de aparate electrice din Cebocsar.

Pentru determinarea curentului de topire, s-au trecut prin contactele principale ale contactorului de încercat, care se afla în poziţie închisă, curenţi de valoare mult ridicată în raport cu curentul nominal. Inaintea fiecărei conectări s-au curăţit şi s-au spălat contactele ; s-a experimentat cu o presiune de contact variabilă. Operaţia de conectare şi deconectare s-a realizat cu ajutorul unui alt contactor, iar după fiecare conectare şi deconectare s-au înregistrat curenţii şi presiunile la contactele la care au apărut urme de topire. In fig. 9 sînt indicate prin puncte valorile pentru contactorii de 100, 150, 300, 600 A.

Din punct de vedere al stabilităţii termice şi dinamice a contactelor, trecerea prin contacte a curenţilor de scurtcircuit care nu depăşesc valorile indicate de curbele din fig. 9 este admisibilă întrucît aceasta nu duce la topirea contactelor.

Odată cu depăşirea valorilor curenţilor de scurtcircuit indicate în fig. 9, apar defecţiuni ale suprafeţelor de contact, perlări ale contactelor, iar cantitatea de metal topit deşi insuficientă pentru a produce sudarea contactelor, la o creştere mai departe a curenţilor poate să producă o sudare masivă a contactelor.

Datele mai sus indicate se referă la contactele curate, considerînd însă că în condiţiile exploatării contactele se pot murdări, atunci sudarea poate avea loc mai devreme.

Cele spuse se referă de asemenea la contactele în poziţie de lucru, închise ; totuşi sudarea contactelor se produce nu numai ca un rezultat al acţiunii simultane termice şi electrodinamice a curentului dar şi ca un rezultat al topirii contactelor sub acţiunea arcului electric care ia naştere între contacte dacă are loc numai o vibraţie a contactelor.

Se pot deci trage concluziile că :

— vibraţia contactelor în momentul conectării contactorilor, ca şi stabilitatea termică şi dinamică a contactelor, depind esenţial de valoarea presiunii de contact ;

— vibraţia contactelor în momentul conectării contactorilor creşte brusc la o valoare redusă a presiunii iniţiale de contact ;

— vibraţiile contactelor în momentul conectării contactorilor pot fi reduse la minimum printr-o justă alegere a rapoartelor dintre parametrii constructivi şi electrici.

Bibliografie

[1] STAS 553—52 : Aparate de conectare pînă la 1 000 V şi 3 000 A.

[1a] GOST 2774—44 : Apparatî elektriceskie niskogo napriajenia Terminologhia.

[2] GOST 2933—45 : Apparatî elektriceskie niskogo napriajeniia. Metodî osnobîh ispîtaniia.

[3] *Builov A.* : Osnobî elektroapparatostroeniia, Gosenergoizdat, 1946.

[4] *Zaimovskii A. S.* şi *Usov V. V.* : Metalî i oplavi u elektrotehnike, Gosenergoizdat, 1949.

[5] *Holm R.* : Die tehnische Physik der elektrischen Kontakte, Berlin, 1941.

[6] *Rubinskii I. A.* : Ipanovîe elektromagnetnîe kontaktor peremenogo toka, Moscova, 1953.

*

КИНЕМАТИКА И ДИНАМИКА КОНТАКТНОЙ СИСТЕМЫ КОНТАКТОРОВ

Резюме

Представляется в свете советского опыта кинематика и динамика контактной системы контакторов, в рамках вопроса проектирования и конструкции электромагнитных контакторов.

Приходится к ряду расчетных формул, исходящих из соображения, что конструктивные и электрические параметры контактной системы контакторов, заметно влияют на конструкцию и вибрации контактов, динамическую и термическую устойчивость а также и на работу контакторов.

INCĂLZIREA PRIN INDUCȚIE CU FLUX TRANSVERSAL

Prof. Ing. CHR. VAZACA

Se analizează bazele teoretice ale încălzirii prin inducție a conductorilor plani, subțiri, în două cazuri: flux inductor longitudinal și flux inductor transversal. Se arată că primul caz care constituie metoda obișnuită în prezent, este mult inferior cazului al doilea pentru încălzirea benzilor subțiri. Încălzirea cu flux transversal permite utilizarea frecvențelor joase date de generatoare rotative sau ionice, care au randament mult superior generatoarelor electronice (80% și 92% în loc de 50%). În plus, randamentul de transfer al energiei de la bobina inductoare la banda încălzită, este mai mare.

In majoritatea cazurilor, încălzirea prin inducție a unei piese metalice se execută cu ajutorul unei bobine cu una sau mai multe spire, în interiorul căreia se introduce piesa.

Se trimite în bobină un curent de frecvență muzicală sau înaltă, care crează un flux magnetic orientat axial în interiorul bobinei. Acest flux străbate deci piesa în sensul axei sale (fig. 1) și se poate numi flux longitudinal. În figură se arată forma cîmpului electromagnetic și spectrul vectorului Poynting (S), după direcția și sensul căruia pătrunde energia electromagnetică în piesă.

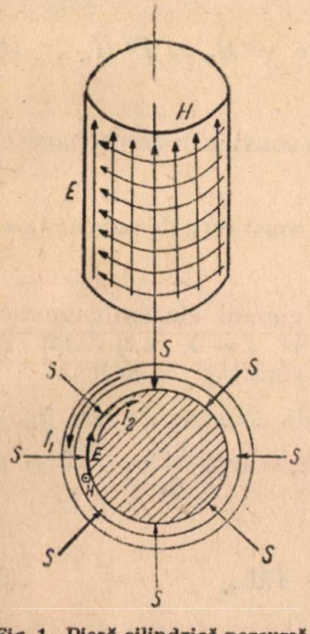


Fig. 1. Piesă cilindrică parcursă de un flux magnetic longitudinal. Cîmpul electromagnetic și vectorii Poynting.

Curenții induși de fluxul longitudinal variabil, au forma unor linii circulare, cuprinse în plane perpendiculare pe axa piesei; ei constituie un circuit secundar în scurtcircuit, cuplat magnetic cu circuitul primar al bobinei inductoare. Acest cuplaj este de obicei foarte bun, dacă piesa este magnetică, are o secțiune destul de mare și jocul dintre bobină și piesă este mic. Randamentul de transfer al energiei de la bobină la piesă în acest caz este bun și încălzirea obținută prin efectul Joule al curenților induși este intensă. Analizînd îndeaproape fenomenele ce au loc, se poate constata teoretic [3] și experimental că absorbția de energie electromagnetică în piesă depinde de un ansamblu de parametri (frecvența curentului inductor f, conductivitatea γ și permeabilitatea μ a materialului piesei, grosimea piesei a). Pentru anumite situații relative, determinate de ansamblul acestor parametri, absorbția de energie poate fi foarte redusă. Se stabilește o „constantă de pătrundere" a energiei electromagnetice în metal, definită de relația:

$$p = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \gamma}} \text{ [m]} \qquad (1)$$

în care:

$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r = 4\pi \cdot 10^{-7}$ μ_r [H/m] — permeabilitatea materialului piesei;

f — frecvența curentului inductor în Hz;

γ — conductivitatea în $\Omega^{-1}\,m^{-1}$;

Raportul a/p dintre grosimea piesei și această constantă de pătrundere (care uneori se poate numi adîncimea de pătrundere) este mărimea fundamentală de care depinde absorbția de energie a piesei. Teoretic se poate arăta că oricare ar fi forma piesei, absorbția de energie este bună sau randamentul de transfer a energiei de la bobină la piesă este mare dacă:

$$\frac{a}{p} \geqslant 2{,}25 \qquad (2)$$

grosimea a fiind luată totdeauna după direcția de propagare a energiei electromagnetice, determinată de vectorul lui Poynting.

Din această condiție se deduce o frecvență critică sau o frecvență minimă necesară pentru curentul inductor:

$$f_c = \frac{1{,}285 \cdot 10^6}{\gamma \mu_r \cdot a^2} \text{ [Hz]} \qquad (3)$$

în care a reprezintă grosimea piesei în m.

Rezultă că, atunci cînd grosimea piesei este foarte mică, frecvența necesară poate fi foarte mare, atingînd valori de ordinul a 10...30 MHz sau poate chiar mai mult. Frecvențe atît de înalte pot fi produse de generatoare electronice industriale de putere relativ mică, însă randamentul este scăzut (40 — 50%). Pe de altă parte, limita de utilizare a unui tub electronic de putere scade, cînd frecvența crește, astfel încît generarea puterilor foarte mari (peste 100 kW) la frecvențe înalte, este impractică.

De aceea, în aplicațiile industriale, instalațiile de putere mare folosesc frecvențe de cel mult 500 kHz. Încălzirea pieselor subțiri se face atunci cu un randament slab dacă nu este îndeplinită condiția (2) de mai sus.

Un exemplu tipic îl constituie încălzirea prin inducție a tolelor subțiri cositorite, pentru topirea și răspîndirea cositorului pe suprafața tolei. Cositorul se depune mai întîi pe cale electrolitică. Stratul de cositor are un aspect mat și este poros. De aceea, nu posedă calitățile protectoare dorite. Dacă se topește și se lasă să curgă, cositorul formează o suprafață continuă, netedă și strălucitoare, care oferă o protecție completă a stratului de oțel acoperit.

În acest scop, după ce a fost galvanizată, banda de oţel care se desfăşoară cu viteză mare între doi tamburi, se trece printr-o bobină inductoare, ca în fig. 2, *a*, al cărei flux magnetic străbate banda în sens longitudinal. Fluxul de energie care pătrunde în bobină are direcţia şi sensul vectorilor Poynting (S), din fig. 2, *b*. Se vede că în fenomenul de absorbţie a energiei contează grosimea a foarte mică a benzii, care face ca frecvenţa critică să fie mare.

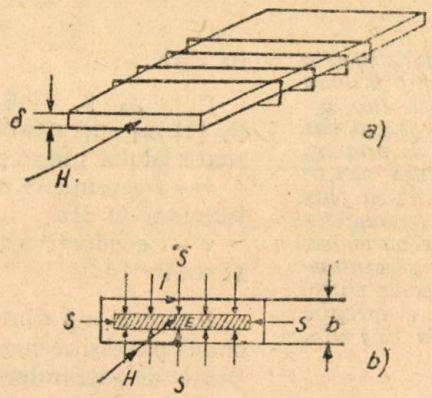


Fig. 2. Bandă subţire parcursă de un flux magnetic longitudinal. Cîmpul electromagnetic şi vectorii Poynting.

Din motive constructive, lăţimea b a bobinei inductoare nu se poate face prea mică şi în orice caz este mult mai mare decît grosimea a a benzii. Astfel, scăpările magnetice sînt mari şi cuplajul dintre curentul inductor şi curentul indus este slab.

Instalaţiile de încălzire a benzilor folosesc frecvenţe de 200...400 kHz şi puteri de 500.. 1 200 kW. Cu astfel de puteri, producţia este mare, banda putînd înainta prin inductor cu viteze cuprinse între 150 şi 450 m/min.

Din cauza frecvenţei mici (mult inferioară celei critice) şi a cuplajului slab, randamentul global al instalaţiei este foarte scăzut.

Dacă se schimbă direcţia fluxului şi din longitudinal devine transversal (perpendicular pe bandă), se poate obţine o mare ameliorare a condiţiilor de absorbţie a energiei, întrucît creşte mult grosimea materialului întîlnită pe direcţia de pătrundere a energiei electromagnetice.

In cele ce urmează, vom examina mai întîi bazele teoretice ale încălzirii prin inducţie a corpurilor plane, groase şi subţiri, pentru a stabili caracteristicile fundamentale ale încălzirii cu flux longitudinal. Apoi vom analiza încălzirea cu flux transversal, în cazul particular al încălzirii benzilor subţiri, pentru care avantajele acestei noi metode sînt deosebit de interesante.

I. Bazele încălzirii prin inducţie a conductorilor plani

1. Conductor plan semi-infinit. a) *Pătrunderea cîmpului electromagnetic în conductor.* Să considerăm în fig. 3 o undă electromagnetică plană (E_1, H_1), care vine cu incidenţă normală la suprafaţa conductorului plan. Această suprafaţă separă un mediu dielectric perfect (sau aer) de un mediu conductiv. La incidenţă, unda electromagnetică se va reflecta (E_1', H_1') şi cea mai mare parte a energiei electromagnetice va fi respinsă de metal. O mică parte din energia undei incidente va pătrunde în conductor, formînd o undă (E_2, H_2) care se va atenua repede. Presupunînd cîmpul electromagnetic sinusoidal, distribuţia în spaţiu la un moment dat ($t = 0$), va fi dată de relaţia :

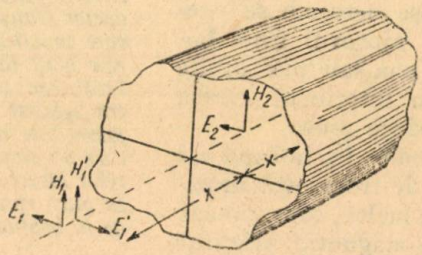


Fig. 3. Undă electromagnetică plană cu incidenţă normală la suprafaţa unui corp semi-infinit.

$$\nabla^2 \dot{\bar{E}}_0 = \Gamma^2 \dot{\bar{E}}_0 \text{ sau } \nabla^2 \dot{\bar{H}}_0 = \Gamma^2 \dot{\bar{H}}_0, \qquad (4)$$

în care :

$\Gamma = \frac{1+j}{2}$ reprezintă constanta de propagare ;

$p = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \gamma}}$ — constanta de pătrundere ;

$\dot{\bar{E}}_0$ şi $\dot{\bar{H}}_0$ — cîmpul electromagnetic la $t = 0$, exprimat în cantităţi complexe.

Dacă folosim axele de coordonate din fig. 4 şi observăm că $E_x = E_z = 0$ şi $\frac{\partial E_y}{\partial z} = \frac{\partial E_y}{\partial y} = 0$, relaţia (4) devine :

$$\frac{\partial^2 \dot{E}_{y0}}{\partial x^2} = \dot{\Gamma}^2 E_{y_0} \qquad (5)$$

(prin E_{y_0} înţelegem aici cîmpul la momentul $t=0$ şi la un punct oarecare, de adîncime x în metal, exprimat în cantităţi complexe, adică în mărime şi fază). Presupunînd origina timpului astfel aleasă încît la $t = 0$ şi $x = 0$, cîmpul electric să treacă prin valoarea maximă, integrarea ecuaţiei de mai sus ne duce la :

$$\dot{E}_{y_0} = E_m \cdot e^{-\Gamma x} = E_m e^{-\frac{x}{p}} e^{-j\frac{x}{p}} \qquad (6)$$

(am considerat aici cîmpul din interiorul corpului, deci pentru $x > 0$).

Expresia cîmpului electric la un moment t şi o adîncime x oarecare, este

$$\dot{E}_y = E_m e^{j\omega t - \Gamma x} \qquad (7)$$

Pentru găsirea cîmpului magnetic, plecăm de la ecuaţia lui Maxwell

$$\nabla \times \dot{\bar{E}}_0 = -\left(\frac{\partial \dot{\bar{B}}}{\partial t}\right)_0 = -j\omega\mu\dot{\bar{H}}_0$$

care în cazul undei plane considerate devine :

$$-\Gamma \dot{E}_{y_0} = -j\omega\mu\dot{H}_{z_0}$$

sau

$$\dot{H}_{z_0} = \frac{\Gamma}{j\omega\mu}\cdot\dot{E}_{y_0} = \frac{\gamma p}{\sqrt{2}}e^{-j\frac{\pi}{4}}\cdot\dot{E}_{y_0} = \frac{\gamma p}{\sqrt{2}}E_m e^{-\frac{x}{p}}e^{-j\left(\frac{x}{p}+\frac{\pi}{4}\right)}. \quad (8)$$

Acelaşi rezultat l-am fi putut obţine dacă foloseam impedanţa intrinsecă a mediului

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon\left(1+\frac{\gamma}{j\omega\varepsilon}\right)}},$$

care, în cazul neglijării curenţilor de deplasare

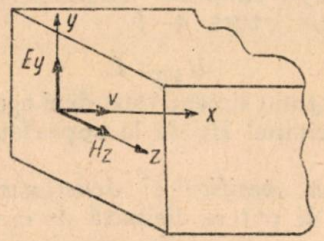


Fig. 4. Cîmpul electromagnetic în piesă. Axele de referinţă.

faţă de curenţii de conducţie ($\gamma \gg \omega\varepsilon$), devine :

$$\dot{\eta} \cong \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\gamma}} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{\gamma}}\cdot e^{j\frac{\pi}{4}}$$

sau (9)

$$\dot{\eta} \cong \frac{\sqrt{2}}{\gamma p}e^{j\frac{\pi}{4}} = \frac{1+j}{\gamma p}$$

Cu aceasta, ştiind că $\frac{\dot{E}_{y_0}}{\dot{H}_{z_0}} = \dot{\eta}$, obţinem aceeaşi relaţie (8). Din (8) sau (9) rezultă un decalaj de 45° între E şi H, mediul prezentîndu-se ca o impedanţă inductivă cu un unghi de fază de 45°. Cîmpul electromagnetic se atenuiază repede cu adîncimea, după o lege exponenţială şi se defazează proporţional cu adîncimea, după cum se vede şi din expresia constantei de propagare $\Gamma = \alpha + j\beta$. Constanta de atenuare α şi de fază β sînt egale cu $\frac{1}{p}$.

Relaţiile (7) şi (8) date mai sus, s-ar putea obţine şi pe altă cale decît plecînd de la ecuaţia (4) dacă am fi folosit direct legile de bază ale lui Ampère şi Faraday). Această cale are avantajul de a arăta legătura intimă dintre E şi H într-un cîmp variabil.

Să facem o secţiune în cîmpul dat, într-un plan XOZ ; cîmpul se prezintă ca în fig. 5. Aplicînd legea lui Ampère pe contururile din figură, avem :

$$\oint \bar{H}\cdot\bar{dl} = \int \bar{J}\cdot\bar{ds}$$

sau

$$H\cdot dz - \left(H + \frac{dH}{dx}dx\right)dz = \gamma E\cdot dx\cdot dz$$

sau

$$\frac{dH}{dx} = -\gamma E. \quad (10)$$

(Această relaţie nu este decît $\nabla \times \bar{H} = \gamma\bar{E}$ aplicată în cazul cîmpului considerat).

Dacă facem o secţiune printr-un plan XOY, cîmpul se prezintă ca în fig. 6. Aplicînd legea lui Faraday pe conturul din figură, avem :

$$\oint \bar{E}\cdot\bar{dl} = -\frac{d}{dt}\int \bar{B}\cdot\bar{ds}$$

sau

$$\left(E + \frac{dE}{dx}dx\right)dy - E\cdot dy = -j\omega\mu H\cdot dx\cdot dy$$

sau

$$\frac{dE}{dx} = -j\omega\mu H. \quad (11)$$

(Această relaţie nu este decît $\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}$ aplicată în cazul cîmpului considerat).

Eliminînd pe E din relaţiile (10) şi (11), obţinem :

$$\frac{d^2H}{dx^2} = j\omega\mu\gamma H = \Gamma^2 H \quad (12)$$

în care :

$$\Gamma = \sqrt{j\omega\mu\gamma} = \frac{1+j}{p}.$$

Soluţia ecuaţiei (12), este :

$$\dot{H} = Ae^{-\Gamma x} + Be^{+\Gamma x}. \quad (13)$$

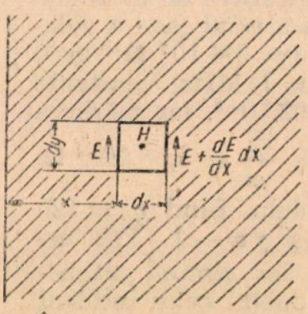


Fig. 5. Secţiune printr-un plan XOZ (Aplicarea legii lui Ampère).

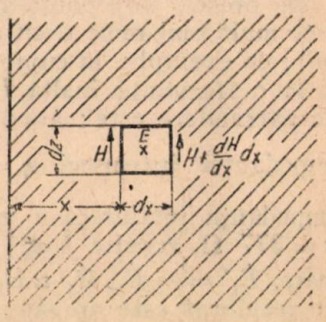


Fig. 6. Secţiune printr-un plan XOY (Aplicarea legii lui Faraday).

Primul termen, a cărui mărime scade cu adîncimea x, reprezintă o undă care pătrunde în corp, iar termenul al doilea, a cărui mărime creşte cu x, reprezintă o undă care provine din reflecţia la faţa de la infinit a undei precedente.

Deoarece mediul introduce atenuare, în apropierea feţei considerate nu avem decît prima undă, astfel încît putem pune $B = 0$ şi relaţia (13) devine :

$$\dot{H} = Ae^{-\Gamma x} .$$

Dacă notăm cu H_0 şi E_0 cîmpurile la momentul $t = 0$ şi la suprafaţa $x = 0$, atunci :

$$\dot{H} = H_0 e^{-\Gamma x} = H_0 e^{-\frac{x}{p}} e^{-j\frac{x}{p}} \qquad (14)$$

iar din relaţia (10)

$$\dot{E} = -\frac{1}{\gamma}\frac{d\dot{H}}{dx} = \frac{\Gamma}{\gamma} H_0 e^{-\Gamma x} = \frac{1+j}{\gamma p} H_0 e^{-\Gamma x}$$

sau

$$\dot{E} = \frac{\sqrt{2}}{\gamma p} \cdot H_0 e^{-\frac{x}{p}} e^{-j\left(\frac{x}{p} - \frac{\pi}{4}\right)} . \qquad (15)$$

Expresiile (14) şi (15) obţinute aici sînt în fond identice cu (6) şi (8) dacă ţinem seama de semnificaţia notaţiilor introduse.

Observăm că la baza condiţiilor la limită, pe suprafaţa conductorului, cîmpurile H_0 şi E_0 de la suprafaţă, din metal, sînt egale cu cîmpurile rezultante de la suprafaţă, din aer :

$$H_0 = H_1 + H_1' \text{ şi } E_0 = E_1 - E_1' .$$

Cîmpul rezultant se poate găsi uşor în mărime şi fază în raport cu cîmpul incident, dacă se calculează factorul de adaptare al celor două medii :

$$\dot{K} = \frac{\dot{\eta}_2}{\dot{\eta}_1} = \frac{1+j}{120\pi\gamma p} = \frac{\sqrt{2}}{120\pi\gamma p} e^{j\frac{\pi}{4}} . \qquad (16)$$

(Aici am considerat impedanţa intrinsecă a aerului egală cu a vidului $\eta_0 = 120\ \pi$) şi coeficientul de reflecţie :

$$\dot{\rho} = \frac{\dot{K} - 1}{\dot{K} + 1} = \frac{\dot{E}_1'}{\dot{E}_1} = -\frac{\dot{H}_1'}{\dot{H}_1} \qquad (17)$$

De obicei, impedanţa intrinsecă a metalului este mult mai mică decît a aerului (sau a vidului) ; de exemplu, la cupru ($\gamma = 5.8.10^7\ \Omega^{-1}\ m^{-1}$) şi la o frecvenţă înaltă $f = 1$ MHz, constanta de pătrundere este : $p = 6.62.10^{-5}$, iar mărimea impedanţei intrinseci $\eta = \frac{\sqrt{2}}{\gamma p} = 3{,}68.10^{-4}\ \Omega$. Impedanţa intrinsecă a vidului fiind $\eta_0 = 120\ \pi = 377\ \Omega$, rezultă $k \ll 1$ şi $\rho \cong -1$. Prin urmare, $\dot{E}_1' = -\dot{E}_1$, $\dot{H}_1' \cong H_1$, iar cîmpul magnetic rezultant este aproape dublul celui incident şi cîmpul electric rezultant este aproape nul faţă de cel incident.

b) *Curenţi induşi, densitate de curent şi curent total.* Densitatea curenţilor induşi se obţine din cîmpul electric $\overline{J} = \gamma \overline{E}$. Dacă notăm $J_0 = \gamma \cdot E_0$, densitatea de curent de la suprafaţă ($x = 0$) avem :

$$\dot{J} = J_0 e^{-\frac{x}{p}} \cdot e^{-j\frac{x}{p}} . \qquad (18)$$

Mărimea curentului total I (A/m) indus pe o fişie de un metru lăţime în corpul semi-infinit, se obţine uşor aplicînd legea lui Ampère pe conturul *a-b-c-d* din fig. 7, întins pînă la $x = \infty$, în

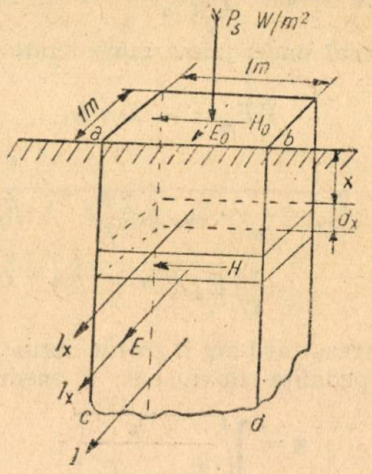


Fig. 7. Element de volum cu secţiunea unitate. Mărimile electrice şi magnetice.

care circulaţia cîmpului magnetic se reduce la circulaţia pe latura $a-b$:

$$\dot{H}_0 = \dot{I} . \qquad (19)$$

Curentul total liniar este deci egal în mărime şi fază cu cîmpul H_0 de la suprafaţa conductorului.

c) *Puterea specifică şi densitatea de putere.* Densitatea de putere disipată de curenţii induşi în metal, la un punct de adîncime x este $P = \gamma E^2 \left(\frac{W}{m^3}\right)$. Dacă din (6) punem $\dot{E} = E_0 e^{-\frac{x}{p}} e^{-j\frac{x}{p}}$ în care E_0 este cîmpul electric la suprafaţa conductorului avem :

$$P = \gamma E_0^2 e^{-\frac{2x}{p}} . \qquad (20)^*)$$

Densitatea de putere variază, cum este dealtfel evident, de două ori mai repede decît densitatea de curent. La adîncimea $x = p$ densitatea devine 13,5% din densitatea de la suprafaţă. In fig. 8 s-a arătat, pentru comparaţiee

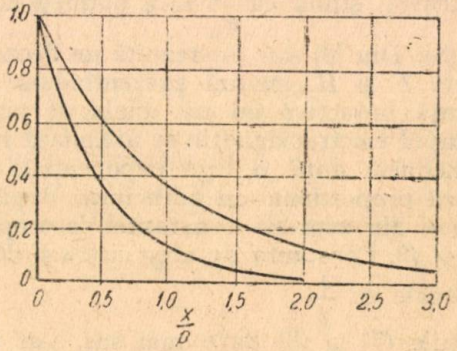


Fig. 8. Variaţia densităţii de curent şi de putere cu adîncimea x, în mărimi relative.

*) Cu relaţia (21), densitatea de putere se poate pune şi sub forma :

$$P = \frac{2}{p} \cdot P_s \cdot e^{-\frac{2x}{p}} \qquad (20\ a)$$

variaţia densităţii de curent şi a densităţii de putere, cu raportul $\frac{x}{p}$.

Pentru a calcula puterea specifică, adică puterea intrată pe unitate de suprafaţă a metalului, observăm că ea trebuie să fie egală cu puterea disipată în piesă pe o coloană de material, cu secţiunea unitatea de suprafaţă şi lungime infinită (fig. 7).

In volumul elementar arătat în figură, la adîncimea x puterea disipată este $P.dx$, iar integra-

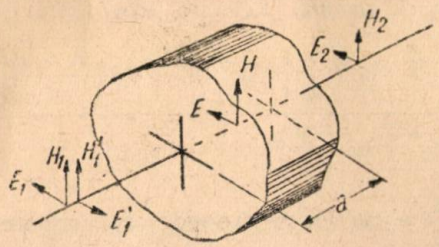


Fig. 9. Pătrunderea undei electromagnetice într-un corp de grosime limitată.

rea acesteia pe întreaga coloană ne va da puterea specifică P_s:

$$P_s = \int_0^\infty P \cdot dx = \int_0^\infty \gamma E_0^2 e^{-\frac{2x}{p}} \cdot dx = \frac{\gamma p}{2} E_0^2 \quad (21)$$

Dacă observăm că $E_0 = \frac{\sqrt{2}}{\gamma \cdot p} H_0$ şi ţinem seamă de (19), relaţia (21) devine:

$$P_s = \frac{H_0^2}{\gamma p} = \frac{I^2}{\gamma p}. \quad (22)$$

Dacă în loc de adîncimea totală (infinită) a coloanei de material, considerăm numai adîncimea x, atunci puterea dezvoltată este:

$$P_s = \int_0^x P \cdot dx = \frac{\gamma p}{2} E_0^2 \left(1 - e^{-\frac{2x}{p}}\right) = P_s \left(1 - e^{-\frac{2x}{p}}\right) \quad (23)$$

Pentru adîncimea $x = p$ avem:

$$P_p = P_s \ (1 - e^{-2}) = 0{,}865 \ P_s. \quad (24)$$

deci, într-un strat superficial de grosime p se găseşte 86,5% din puterea totală intrată în piesă.

2. **Conductor plan de grosime limitată.** a) *Pătrunderea cîmpului electromagnetic în conductor.* Să considerăm în fig. 9 un conductor plan de grosime limitată a şi o suprafaţă infinită. Presupunem o undă (E_1, H_1) care vine cu incidenţă normală pe una din feţele conductorului. cu alte cuvinte, considerăm conductorul excitat numai pe o parte de un cîmp alternativ.

Cea mai mare parte a energiei undei incidente se va reflecta formînd unda (E_1', H_1'). Unda pătrunsă în conductor (E, H) se va atenua în adîncime, însă la faţa opusă, cîmpurile respective nu vor mai fi nule, deoarece distanţa a este limitată. La această faţă, se produce o nouă reflecţie, de data aceasta cu inversarea cîmpului magnetic, deci obţinerea unui cîmp magnetic rezultant aproape nul şi a unui cîmp electric rezultant aproape dublul cîmpului incident.

Intr-adevăr, la această faţă, potrivit cu relaţia (16) avem:

$$\dot{K} = \frac{\dot{\eta}_2}{\dot{\eta}_1} = \frac{120\pi}{\frac{\sqrt{2}}{\gamma p} e^{j\frac{\pi}{4}}} = \frac{120\pi\gamma p}{\sqrt{2}} e^{-j\frac{\pi}{4}}$$

deci $k \gg 1$, $\rho \cong 1$ şi $\frac{\dot{E}_1'}{\dot{E}_1} = -\frac{\dot{H}_1'}{\dot{H}_1} \cong 1$.

Rezultă că la această faţă a conductorului apare o undă (E_2, H_2), care părăseşte conductorul, ducînd cu ea restul de energie, care nu a fost absorbită de conductor.

Potrivit cu cele arătate la § I. 1 vom putea să scriem şi aici pentru cîmpul magnetic din conductor:

$$\dot{H} = A e^{-\Gamma x} + B e^{+\Gamma x}, \quad (25)$$

iar pentru cîmpul electric, din (10) avem,:

$$\dot{E} = -\frac{1}{\gamma} \frac{d\dot{H}}{dx}.$$

Ştiind că $\Gamma = \frac{1}{p}(1 + j)$, obţinem

$$\dot{E} = \frac{\sqrt{2}}{\gamma p} \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} \cdot (A e^{-\Gamma x} - B e^{+\Gamma x}). \quad (26)$$

Dacă notăm cu E_0, H_0 şi E_a, H_a cîmpurile din aer la cele două feţe ale conductorului, condiţiile la limita de separaţie reprezentate de aceste două feţe se scriu exprimînd egalitatea componentelor tangenţiale ale cîmpurilor electrice şi magnetice

$$\dot{H}_1 + \dot{H}_1' = \dot{H}_0 = (\dot{H})_{x=0} = A + B \quad (27)$$

$$\dot{E}_1 - \dot{E}_1' = \dot{E}_0 = (\dot{E})_{x=0} = \frac{\sqrt{2}}{\gamma p} e^{j\frac{\pi}{4}} (A - B) \quad (28)$$

$$\dot{H}_a = (\dot{H})_{x=a} = A e^{-\Gamma a} + B e^{+\Gamma a} \quad (29)$$

$$\dot{E}_a = (\dot{E})_{x=a} = \frac{\sqrt{2}}{\gamma p} \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} \cdot (A e^{-\Gamma a} - B e^{+\Gamma a}). \quad (30)$$

Observăm că în aceste relaţii avem: $E_1 = 120\pi H_1$, $E_1' = 120\pi H_1'$ şi $E_a = 120\pi H_a$, cîmpurile (E_1, H_1) (E_1', H_1') şi (E_a, H_a) reprezentînd unde care se propagă în vid (aer); de asemenea $H_0 \cong 2H_1$. Cu aceasta, sistemul de ecuaţii simultane (27 — 30) ne permite să găsim pe A şi B în funcţie de H_1 sau H_0. Inlocuind în (26) pe A şi B obţinem:

$$\dot{E} = \frac{H_0\sqrt{2}}{\gamma p} \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} \cdot \frac{e^{-\frac{x}{p}(1+j)} + e^{-\left(\frac{2a-x}{p}\right)(1+j)}}{1 - e^{-\frac{2a}{p}(1+j)}}. \quad (31)$$

Această formulă nu este riguroasă, pentru că am admis aproximaţia $H_0 \cong 2 H_1$ (adică un

coeficient de reflecţie egal cu unitatea), de aceea şi expresiile ce urmează trebuie privite ca aproximative. Astfel se explică rezultatul absurd la care duce relaţia (31), cînd grosimea conductorului a tinde spre zero şi E rezultă că tinde spre infinit. Dacă excludem cazurile cînd $a \ll p$, expresia dată în (31) este acceptabilă.

Cînd a tinde spre infinit, relaţia (31) tinde spre forma din (15).

b) *Densitatea de putere şi distribuţia ei.* Pentru a găsi densitatea de putere ($P = \gamma E^2$), trebuie să luăm pătratul modulului expresiei (31), care se mai poate scrie :

$$E = \frac{H_0\sqrt{2}}{\gamma p} \cdot e^{\frac{\pi}{4}} \cdot \frac{e^{-\frac{x}{p}} \cdot \cos\left(\frac{x}{p}\right) + e^{-\frac{2a-x}{p}} \cdot \cos\left(\frac{2a-x}{p}\right) - j\left[e^{-\frac{x}{p}} \cdot \sin\left(\frac{x}{p}\right) + e^{-\frac{2a-x}{p}} \cdot \sin\left(\frac{2a-x}{p}\right)\right]}{1 - e^{-\frac{2a}{p}} \cdot \cos\left(\frac{2a}{p}\right) + j e^{-\frac{2a}{p}} \sin\left(\frac{2a}{p}\right)} \qquad (32)$$

Notînd cu P_t puterea totală disipată în piesă pe un volum cu baza de 1 m² şi înălţimea a $\left(P_t = \int_0^a P \cdot dx\right)$, obţinem în cele din urmă

$$P = \frac{2}{p} P_t \left\{ \frac{e^{-\frac{2x}{p}} + e^{-\frac{2(2a-x)}{p}} + 2e^{-\frac{2a}{p}} \cdot \cos\left[\frac{2(a-x)}{p}\right]}{1 + e^{-\frac{4a}{p}} - 2e^{-\frac{2p}{p}} \cdot \sin\left(\frac{2a}{p}\right)} \right\} \qquad (33)$$

Cînd a tinde spre infinit, această expresie devine :

$$P_\infty = \frac{2}{p} \cdot P_t \cdot e^{-\frac{2x}{p}} \qquad (34)$$

care este identică cu relaţia (20a) în care puterea P_t era egală cu puterea totală disipată în piesă, fiindcă întreaga putere introdusă pe faţa excitată a conductorului era absorbită de conductor.

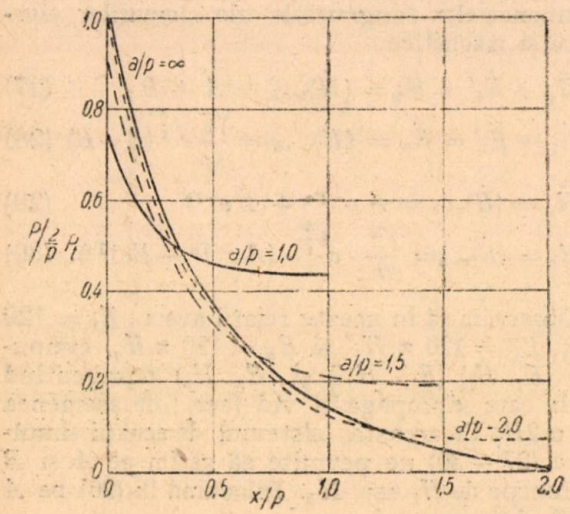


Fig. 10. Variaţia densităţii de putere cu adîncimea, într-un corp de grosime limitată, la diferite grosimi relative a/p.

In fig. 10 s-a reprezentat expresia din paranteza relaţiei (32) pentru diferite valori a/p în funcţie de x/p. Curba limită $a/p = \infty$ corespunde la $e^{-\frac{2x}{p}}$.

Observăm că densitatea de putere la faţa neexcitată a conductorului scade cu cît grosimea sa creşte şi tinde spre zero cînd grosimea tinde spre infinit. Această apropiere de cazul limită $\frac{a}{p} = \infty$ creşte repede cu raportul a/p, încît chiar pentru $a/p = 2$, distribuţia densităţii este foarte apropiată de cea corespunzătoare corpului de grosime infinită. Pentru grosimi $a = (4 \div 5)\, p$, în care, după cum se poate demonstra, se găseşte practic întregul curent indus, conductorul se poate considera cu o comportare identică cu a conductorului de grosime infinită. Prin urmare, cînd $a \geqslant 5p$, putem să folosim pentru distribuţia densităţii de putere expresia (34) sau (20a).

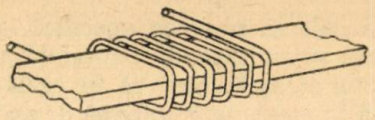


Fig. 11. Bandă încălzită (excitată) pe ambele feţe, într-un inductor de secţiune dreptunghiulară.

c) *Conductor excitat pe ambele feţe.* Dacă excitaţia conductorului se face pe ambele feţe, ceea ce ar corespunde cazului practic din fig. 11, al unei benzi de metal subţiri, introdusă într-o bobină inductoare, atunci curenţii induşi circulă în metal aşa cum se arată în fig. 12. Distribuţia cîmpului electric şi a densităţii de curent pe o direcţie normală pe latura mare a secţiunii se face după o lege exponenţială. Dacă notăm cu E_0 cîmpul electric al feţei superioare şi inferioare a benzii, produs de excitaţia individuală a feţei respective şi cu E_1 şi E_2 cîmpurile în interiorul benzii datorite celor două excitaţii, putem să scriem într-o primă aproximaţie :

Fig. 12. Sensul curentului inductor şi al curenţilor induşi.

$$\dot{E}_1 = E_0 e^{-\Gamma x} \qquad \dot{E}_2 = E_0 e^{-\Gamma(a-x)}$$

aceasta dacă presupunem o grosime $a \geqslant 5\, p$

Cîmpul rezultant în conductor este :

$$\dot{E} = \dot{E}_1 - \dot{E}_2 = E_0 \left[e^{-\Gamma x} - e^{-\Gamma(a-x)}\right]$$

şi distribuţia sa se prezintă ca în fig. 13, în care săgeţile arată cîmpul produs de excitaţia superioară sau inferioară. In mijlocul conductorului, cîmpul este nul.

O expresie mai exactă pentru cîmpul rezultant se poate scrie plecînd de la (31) sau (32) în care pentru cîmpul E_1 înlocuim pe x cu $(a-x)$.

Obţinem atunci :

$$\dot{E}=\dot{E}_1-\dot{E}_2=\frac{H_0\frac{1+j}{\gamma\cdot p}\left[e^{-\frac{x}{p}}\cos\left(\frac{x}{p}\right)+e^{-\frac{x}{p}}\cos\left(\frac{2a-x}{p}\right)-e^{-\frac{(a-x)}{p}}\cos\left(\frac{a-x}{p}\right)-e^{-\frac{(a+x)}{p}}\cos\left(\frac{a+x}{p}\right)\right]}{1-e^{-\frac{2a}{p}}\cos\left(\frac{2a}{p}\right)+je^{-\frac{2a}{p}}\sin\left(\frac{2a}{p}\right)}-$$

$$-\frac{j\left[e^{-\frac{x}{p}}\sin\left(\frac{x}{p}\right)+e^{-\frac{(2a-x)}{p}}\sin\left(\frac{2a-x}{p}\right)-e^{-\frac{(a-x)}{p}}\sin\left(\frac{a-x}{p}\right)-e^{-\frac{(a+x)}{p}}\sin\left(\frac{a+x}{p}\right)\right]}{1-e^{-\frac{2a}{p}}\cos\left(\frac{2a}{p}\right)+je^{-\frac{2a}{p}}\sin\left(\frac{2a}{p}\right)} \qquad (35)$$

Densitatea de curent este dată de o expresie similară ($J=\gamma E$).

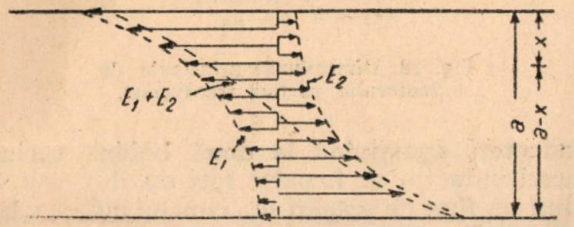


Fig. 13. Distribuţia cîmpului electric în banda de metal excitată pe ambele feţe.

In fig. 14 s-a reprezentat variaţia densităţii relative J/J_0, J_0, fiind densitatea de la suprafaţă. Se vede că, pe măsură ce a/p creşte, dis-

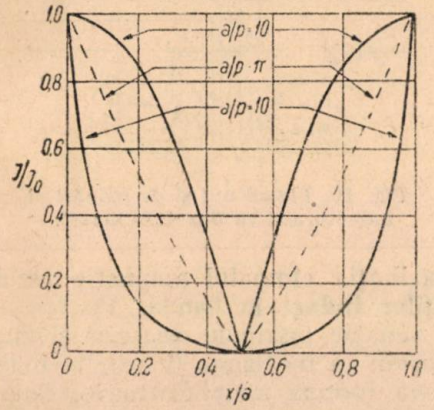


Fig. 14. Distribuţia densităţii de curent în banda de metal încălzită pe ambele feţe (valori relative).

tribuţia se apropie de forma exponenţială şi cele două excitaţii au efecte independente.

d) Puterea totală disipată. Frecvenţa şi grosimea critică. Puterea totală disipată în conductor (în W/m²) se obţine din :

$$P_s=\int_0^a P\cdot dx=\int_0^a \gamma E^2\,dx$$

în care P este densitatea de putere la adîncimea x produsă de cîmpul rezultant E.

Luînd modulul expresie (35) şi efectuînd integrala obţinem :

$$P_s=\frac{2H_0^2}{\gamma p}\cdot G\left(\frac{a}{p}\right) \qquad (36)$$

în care

$$G\left(\frac{a}{p}\right)=\frac{1-e^{-\frac{4a}{p}}-2e^{-\frac{a}{p}}\cdot\left(\sin\frac{a}{p}+\cos\frac{a}{p}\right)+e^{-\frac{2a}{p}}\cdot\left(\sin\frac{2a}{p}+\sin\frac{a}{p}\right)+2e^{-\frac{3a}{p}}\cdot\left(\cos\frac{a}{p}-\sin\frac{a}{p}\right)}{1+e^{-\frac{4a}{p}}-2e^{-\frac{2a}{p}}\cos\frac{2a}{p}} \qquad (37)$$

In fig. 15 s-a reprezentat funcţiunea $G\ (a/p)$. Ea creşte repede cu raportul a/p are un cot pronunţat la $a/p=2{,}25$ şi începînd de la $a/p=2{,}5$ atinge practic valoarea 1, pentru care puterea totală din (36) este exact dublul puterii date de (22), ceea ce era de aşteptat, pentru că absorbţia de energie se face simultan pe ambele feţe, cu aceeaşi putere specifică pe fiecare faţă.

Am obţinut aici valoarea particulară critică $a/p=2{,}25$ care, am arătat la început că apare în toate cazurile, cu condiţia ca grosimea a a piesei să se considere pe direcţia de pătrundere a energieielectromagnetice.

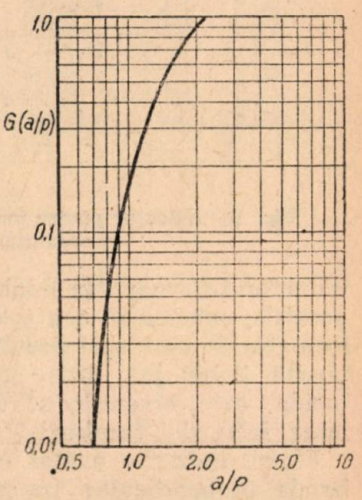


Fig. 15. Funcţiunea $G(a/p)$.

Prin urmare, indiferent de faptul dacă secţiunea piesei şi a bobinei inductoare este rotundă sau dreptunghiulară randamentul de transfer scade repede dacă $a/p<2{,}25$.

Pentru o frecvenţă şi un material dat, există o grosime critică a, care se poate deduce din (3) :

$$a_c=\sqrt{\frac{1{,}285\cdot 10^6}{\gamma\cdot\mu_r\cdot f}}\quad [\mathrm{m}] \qquad (38)$$

Dacă grosimea piesei scade mult sub a_c, puterea absorbită scade şi ea, iar pentru a menţine această putere la valoarea necesară încălzirii piesei, trebuie să mărim mult curentul din bobina inductoare.

II. Încălzirea cu flux transversal a benzilor subţiri.

Dacă analizăm încălzirea prin inducţie a benzilor subţiri, obţinută printr-un flux transversal, adică perpendicular pe planul benzii, ajungem la constatări surprinzătoare.

Intr-adevăr, după cum vom demonstra mai jos, încălzirea se poate face în acest caz cu frec-

vențe de ordinul miilor de Hz, deoarece frecvența critică este mult mai scăzută decît în cazul încălzirii cu flux longitudinal, examinată mai sus.

Frecvențele joase sînt produse de generatori rotativi cu un randament mult superior randamentului global al generatoarelor electronice ele oferă în plus avantajul utilizării miezului de fier în inductori, care mărește mult cuplajul dintre circuitul inductor și circuitul curenților induși în bandă. Pe lîngă aceasta, poziția relativă a acestor două circuite este mult mai bună decît în cazul încălzirii cu flux longitudinal și contribuie la obținerea unui cuplaj magnetic mai mare. Rezultă astfel o creștere a randamentului de transfer al energiei de la inductor la bandă.

1. **Construcția inductorului pentru încălzirea cu flux transversal.** In fig. 16 se arată schematic

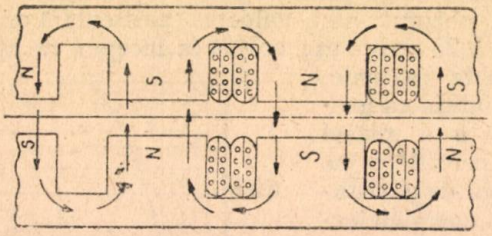


Fig. 16. Inductor pentru încălzirea benzii cu flux transversal.

inductorul format din două piese polare, plane, paralele, construite din tole obișnuite de transformator, în care sînt prevăzute crestăturile care poartă bobinajul. Intre piesele polare trece banda, care obișnuit se desfășoară cu viteză mare, între doi tamburi.

Fluxul inductor arătat în fig. 16 traversează banda perpendicular pe planul ei și produce curenții induși arătați în fig. 17. Acești curenți

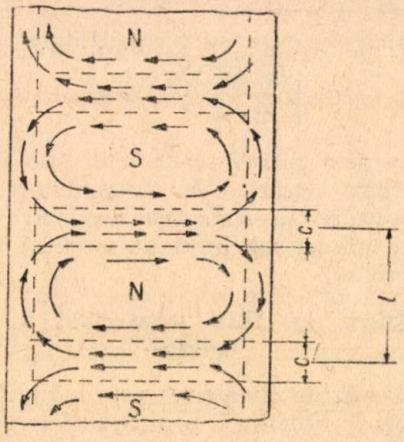


Fig. 17. Curenți induși în bandă de fluxul transversal.

se îndepărtează de axa polului și se concentrează în dreptul crestăturilor. Dacă banda ar fi în nemișcare, s-ar produce o serie de zone calde și reci alternate. Cînd însă banda este în mișcare, încălzirea ei este uniformă, cu excepția porțiunilor laterale, care tind să se încălzească mai puțin, din cauza densității mai mici a curenților induși. Acest inconvenient se poate însă remedia, cum se va arăta mai jos.

Dimensiunile principale ale inductorului sînt arătate în fig. 18. In fiecare crestătură se află

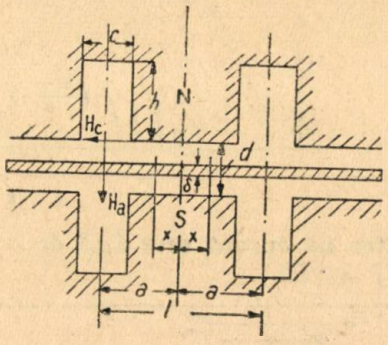


Fig. 18. Dimensiunile principale ale inductorului cu flux transversal.

conductori aparținînd la două bobine vecine. Fluxul inductor se împarte într-un flux util Φ_a și într-un flux de scăpări Φ_c, cum se indică schematic în fig. 19.

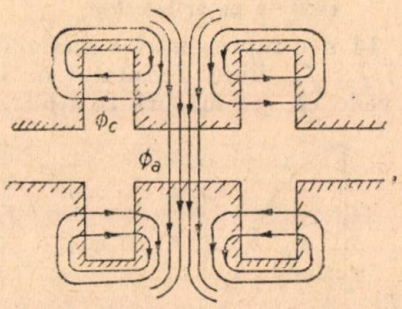


Fig. 19. Fluxul util și de scăpări al inductorului cu flux transversal.

2. **Distribuția cîmpului magnetic rezultant și a curenților induși în bandă.** Pentru a putea pune în ecuație mărimile electrice și magnetice care intervin în încălzirea benzii, trebuie să facem cîteva ipoteze simplificatoare, fără însă a ne îndepărta prea mult de realitatea fizică.

Vom admite că fenomenele se petrec simetric pentru fiecare pol, ceea ce este adevărat, cu excepția polilor de la capătul ansamblului inductor.

Configurația cîmpului magnetic rezultant și a curenților induși o vom lua ca în fig. 20 *a*, *b*, cîmpul magnetic perpendicular ori unde pe fața benzii și cu o distribuție neuniformă, care urmează să se determine prin calcul, iar curenții induși rectilinii și perpendiculari pe laturile benzii. Aceste ipoteze sînt admisibile pentru că distanța *d* este mică în raport cu lungimea *l* a pasului polar și pentru că în practică se pot introduce măsuri pentru uniformizarea încălzirii benzii pînă la margine.

Pentru a nu complica prea mult calculele, neglijăm discontinuitatea introdusă de crestături.

Presupunem, în plus, lățimea benzii egală cu a polului, iar căderea de tensiune magnetică pe tolă neglijabilă.

Fluxul inductor este creat de două bobine de excitaţie cu n spire fiecare, parcurse de un curent I (A eficace). Pe întrefier, acţionează

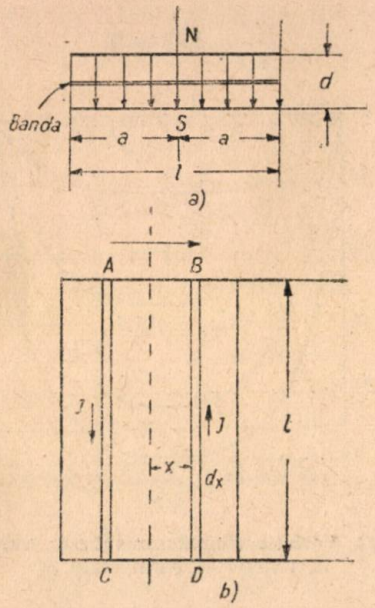


Fig. 20. Forma simplificată a distribuţiei fluxului (a) şi a curenţilor induşi (b).

forţa magnetomotoare a două bobine de excitaţie.

Distribuţia cîmpului electromagnetic în bandă va fi dată de ecuaţiile lui Maxwell, scrise în cantităţi complexe, pentru cazul unui cîmp alternativ, sinusoidal şi a unui mediu omogen şi izotrop, neferomagnetic.

$$\nabla \times \dot{\bar{E}} = -j\omega\mu\dot{\bar{H}} \tag{39}$$

$$\nabla \times \dot{\bar{H}} = (\gamma + j\omega\varepsilon)\dot{\bar{E}}. \tag{40}$$

Prin $\dot{\bar{H}}$ şi $\dot{\bar{E}}$ se înţelege valoarea complexă a cîmpului la un moment $t = 0$, ales arbitrar ca origină a timpului.

Dacă neglijăm curenţii de deplasare faţă de curenţii de conducţie ($\omega\varepsilon \ll \gamma$) avînd în vedere că frecvenţele sînt foarte mici, pentru ca efectele curenţilor de deplasare să poată fi apreciabile, în locul relaţiilor (39) şi (40), putem să folosim următoarele :

$$\nabla \times \dot{\bar{J}} = -j\omega\mu\gamma\dot{\bar{H}} \tag{41}$$

$$\nabla \times \dot{\bar{H}} = \dot{\bar{J}}. \tag{42}$$

Aici s-a făcut înlocuirea $\dot{\bar{E}} = \frac{1}{\gamma}\dot{\bar{J}}$.

Dacă luăm un sistem de axe de coordonate carteziene, cu axa $o-z$ îndreptată în sensul fluxului, axa $o-x$ în sensul axei benzii — adică în sensul vitezii de translaţie şi axa $o-y$ perpendiculară pe latura benzii, în baza ipotezelor făcute mai sus vedem că :

$$\frac{\partial \dot{\bar{J}}}{\partial y} = 0 ; \frac{\partial \dot{\bar{J}}}{\partial z} = 0 ; \dot{J}_x = 0 ; \dot{J}_y = 0 ; \dot{J}_z = \dot{J}$$

$$\frac{\partial \dot{\bar{H}}}{\partial z} = 0 ; \frac{\partial \dot{\bar{H}}}{\partial y} = 0 ; \dot{H}_x = 0 ; \dot{H}_y = 0 ; \dot{H}_z = \dot{H}$$

Atunci relaţiile (41) şi (42) devin :

$$\frac{d\dot{J}}{dx} = -j\omega\mu\gamma\dot{H} \tag{43}$$

$$\frac{d\dot{H}}{dx} = -\dot{J} \tag{44}$$

în care :

H este cîmpul magnetic rezultant, în A/m valoare eficace ;

J — densitatea curentului indus, în A/m² valoare eficace ;

γ — conductivitatea benzii în $\Omega^{-1}\,m^{-1}$;

$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ — permeabilitatea magnetică a benzii $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m.

Relaţiile (43) şi (44) sînt valabile în ipoteza că distanţa d nu diferă mult de δ ; în realitate, d este însă de ordinul milimetrilor, pînă la 1 cm şi δ este de ordinul zecimilor de mm. Din aceste motive sîntem nevoiţi să introducem o corecţie, care să ţină seama de raportul δ/d. Pentru aceasta, să aplicăm legea lui Ampère pe conturul a-b-c-d din fig. 21, luînd o valoare medie

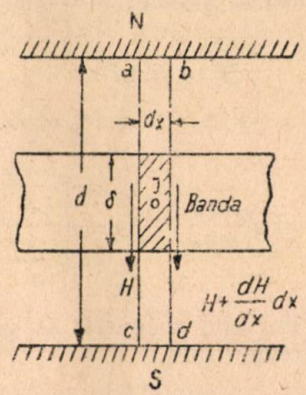


Fig. 21. Secţiune longitudinală în bandă, pentru stabilirea relaţiei (44 a).

(H) a cîmpului magnetic pe latura $a-c$ şi o valoare medie $\left(H + \frac{dH}{dx}dx\right)$ pe latura $b-d$. Atunci circulaţia cîmpului de contur $a-b-c-d$ este

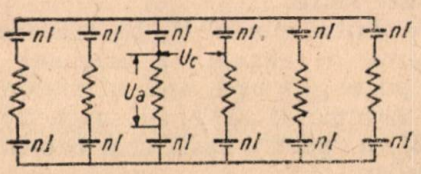


Fig. 21 a. Circuit electric echivalent circuitului magnetic.

$-d \cdot dH$, iar curentul total înlănţuit de contur este $J \cdot \delta \cdot dx$. Rezultă :

$$-d \cdot d\dot{H} = \dot{J} \cdot \delta \cdot dx$$

sau

$$\frac{d\dot{H}}{dx} = -J\,\frac{\delta}{d}. \tag{44a}$$

Vom lua deci, în locul relației (44), relația (44a). Eliminînd pe J din (43) și (44a) obținem

$$\frac{d^2\dot{H}}{dx^2} - j\omega\mu\gamma\,\frac{\delta}{d}\,\dot{H} = 0 \qquad (45)$$

sau

$$\frac{d^2\dot{H}}{dx^2} - \Gamma^2\dot{H} = 0 \qquad (46)$$

în care

$$\Gamma^2 = j\omega\mu\gamma\,\frac{\delta}{d} \qquad (47)$$

sau

$$\Gamma = \frac{1}{p}(1+j) \qquad (48)$$

în care

$$p = \sqrt{\frac{2d}{\omega\mu\gamma\delta}} \qquad (49)$$

Soluția ecuației (46) se poate pune sub forma :

$$\dot{H} = A\,\mathrm{sh}\,\Gamma x + B\,\mathrm{ch}\,\Gamma x. \qquad (50)$$

Dacă observăm că H este simetric față de axa polului și ia aceeași valoare $H = H_a$ pentru $x = \pm a$, trebuie să punem $A = 0$ și relația (50) devine :

$$\dot{H} = B\mathrm{ch}\Gamma x. \qquad (51)$$

Pentru $x = \pm a$, $H = H_a = B\mathrm{ch}\Gamma a$, deci

$$\dot{H} = H_a\frac{\mathrm{ch}\,\Gamma x}{\mathrm{ch}\,\Gamma a} = H_a\,\frac{\mathrm{ch}\left(\frac{1+j}{p}\,x\right)}{\mathrm{ch}\left(\frac{1+j}{p}\,a\right)}. \qquad (52)$$

Mărimea cîmpului magnetic se găsește luînd modulul expresiei (52) :

$$\dot{H} = H_a\sqrt{\frac{\mathrm{ch}\,\alpha_x + \cos\alpha_x}{\mathrm{ch}\,\alpha_a + \cos\alpha_a}} \qquad (53)$$

în care s-a notat $\alpha_x = \frac{2x}{p}$ și $\alpha_a = \frac{2a}{p} = \frac{l}{p}$.

Expresia (53) este reprezentată în diagramele din fig. 22. Se vede concentrația pronunțată a cîmpului în axa crestăturii, cînd parametrul α_a este mare.

Relația dintre cîmpul H_a din axa crestăturii, amperspirele de excitație și lungimea întrefierului, se poate găsi ușor, dacă ne referim la echivalentul electric al circuitului magnetic indicat în fig. 21, *a*, pentru cazul cînd banda lipsește din întrefier.

In acest caz, cîmpul H_a este uniform în tot întrefierul. Pe axa unei tole acționează forța magnetomotoare a două bobine de excitație. Tensiunea magnetică U_a pe întrefier rezultă după schema din fig. 21, *a* :

$$U_a = 2\,nI$$

iar cîmpul magnetic este :

$$H_a = \frac{U_a}{d} = \frac{2nI}{d}. \qquad (54)$$

O ecuație similară cu (46) obținem pentru densitatea de curent, dacă eliminăm pe H din ecuațiile (43) și (44a) :

$$\frac{d^2J}{dx^2} - \Gamma^2 J = 0. \qquad (55)$$

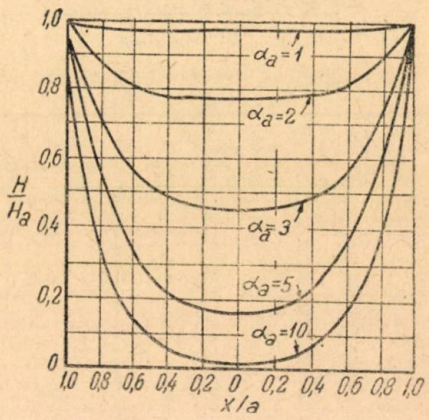


Fig. 22. Variația cîmpului magnetic rezultant în funcție de parametrul α_a.

Soluția acestei ecuații este similară cu (50) :

$$\dot{J} = M\,\mathrm{sh}\,\Gamma x + N\,\mathrm{ch}\,\Gamma x. \qquad (56)$$

Dacă observăm că la $x = \pm a$ densitatea $J = \pm J_a$, trebuie să facem $N = 0$ și (56) devine :

$$\dot{J} = M\,\mathrm{sh}\,\Gamma x. \qquad (57)$$

Pentru $x = \pm a$, $J = J_a = M\,\mathrm{sh}\,\Gamma x$, deci :

$$\dot{J} = J_a\frac{\mathrm{sh}\,\Gamma x}{\mathrm{sh}\,\Gamma a} = J_a\,\frac{\mathrm{sh}\left(\frac{1+j}{p}\,x\right)}{\mathrm{sh}\left(\frac{1+j}{p}\,a\right)}. \qquad (58)$$

Mărimea densității de curent se găsește luînd modulul expresiei (58) :

$$J = J_a\sqrt{\frac{\mathrm{sh}\,\alpha_x + \sin\alpha_x}{\mathrm{sh}\,\alpha_a + \sin\alpha_a}}. \qquad (59)$$

Această expresie este reprezentată în diagramele din fig. 23. Se vede și aici, concentrația

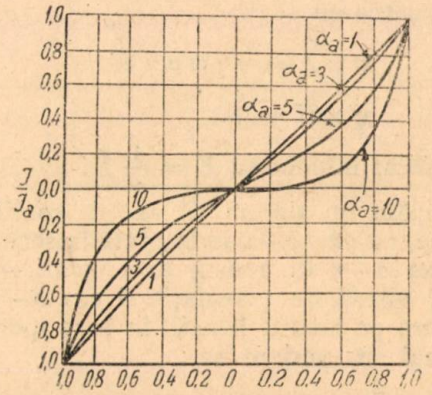


Fig. 23. Variația curenților induși în bandă, în funcție de parametrul α_a.

pronunțată a densității de curent în dreptul axei crestăturii, cînd parametrul α_a este mare sau

a/p este mare. In baza relației (49), se vede că aceasta are loc cînd frecvența este mare, μ și γ sînt mari, raportul d/δ este mic și a este mare.

3. **Fluxul total și tensiunile induse în bobina de excitație.** Fluxul total printr-un pas polar este :

$$\dot{\Phi}_a = 2b\int_0^a \dot{H}\,dx. \tag{60}$$

Folosind expresia (52) obținem :

$$\dot{\Phi}_a = \frac{bpl\,H_a}{(1+j)} \cdot \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{1+j}{p}\,a\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{1+j}{p}\,a\right)}. \tag{61}$$

Separînd partea reală și imaginară și punînd $\frac{2a}{p} = \alpha_a$ avem :

$$\dot{\Phi}_a = \frac{pbl}{2a} H_a \frac{(\operatorname{sh}\alpha_a + \sin\alpha_a) - j\,(\operatorname{sh}\alpha_a - \sin\alpha_a)}{\operatorname{ch}\alpha_a + \cos\alpha_a} \tag{62}$$

sau :

$$\Phi_a = b\,l\,H_a F_1(\alpha_a) \tag{62a}$$

în care :

$$F_1(\alpha_a) = \frac{\sqrt{2}}{\alpha_a}\sqrt{\frac{\operatorname{ch}\alpha_a - \cos\alpha_a}{\operatorname{ch}\alpha_a + \cos\alpha_a}}. \tag{63}$$

Funcțiunea $F_1(\alpha_a)$ este reprezentată în diagrama din fig. 24.

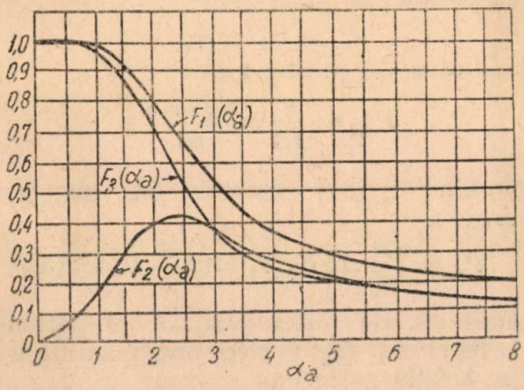


Fig. 24. Funcțiunile $F_1(\alpha_a)$, $F_2(\alpha_a)$, $F_3(\alpha_a)$.

Acest flux produce în bobina de excitație o tensiune indusă :

$$\dot{U}_1 = j\omega n\dot{\Phi}_a \quad [\mathrm{V}] \tag{64}$$

în care Φ_a se exprimă în Wb·.

Introducînd în (64) expresia lui Φ_a din (62) și grupînd termenii, obținem :

$$\dot{U}_1 = \omega nblH_a[F_2(\alpha_a) + jF_3(\alpha_a)] \tag{65}$$

în care :

$$F_2(\alpha_a) = \frac{1}{\alpha_a} \cdot \frac{\operatorname{sh}\alpha_a - \sin\alpha_a}{\operatorname{ch}\alpha_a + \cos\alpha_a} \tag{66}$$

$$F_3(\alpha_a) = \frac{1}{\alpha_a} \cdot \frac{\operatorname{sh}\alpha_a + \sin\alpha_a}{\operatorname{ch}\alpha_a + \cos\alpha_a}. \tag{67}$$

Funcțiunile $F_2(\alpha_a)$ și $F_3(\alpha_a)$ sînt reprezentate în diagramele din fig. 24.

Observăm că tensiunea indusă U_1 are o componentă în fază cu H_a, cîmpul magnetic din întrefier în axa crestăturii, deci în faza cu I, curentul de excitație, și o componentă în cvadratură.

Mărimea tensiunii U_1 se poate obține fie din (65), luînd modulul expresiei, fie înlocuind în (64) expresia (62a)

$$U_1 = \omega nblH_a F_1(\alpha_a). \tag{68}$$

În fig. 25 s-a reprezentat diagrama vectorială a mărimilor I, H_a, Φ_a și U_1. Prin R_1 se înțelege

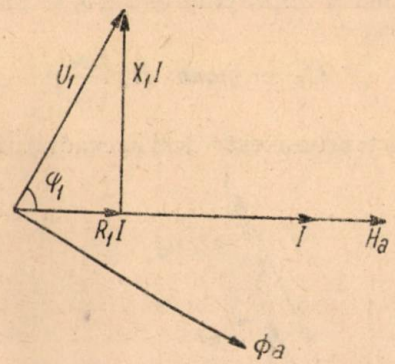


Fig. 25. Diagrama vectorială a mărimilor : I. H_a, Φ_a, U_1.

rezistența reflectată de circuitul curenților din bandă în circuitul bobinei de excitație, iar prin X_1, reactanța acestui circuit, datorită fluxului Φ_a. Unghiul φ_1 rezultă din :

$$\cos\varphi_1 = \frac{F_2(\alpha_a)}{F_1(\alpha_a)}. \tag{69}$$

Pe lîngă tensiunea U_1 apare în bobina de excitație și tensiunea U_2, produsă de fluxul de scăpări Φ_c, indicat în fig. 19. Acest flux poate fi calculat relativ ușor, dacă admitem unele simplificări. Presupunem o variație liniară a cîmpului H_c, indicat în fig. 18. La o distanță z de la fundul crestăturii, avem :

$$H = H_c \cdot \frac{z}{h}.$$

Pe de altă parte, din fig. 21 tensiunea magnetică U_c este :

$$U_c = 2\,nI = H_c \cdot c$$

Rezultă :

$$H = \frac{dz}{hc} H_a. \tag{70}$$

Fluxul care străbate o porțiune dz a crestăturii este

$$d\dot{\Phi} = b \cdot dz \cdot \dot{H} \tag{71}$$

Pe unitatea de lungime avem $\frac{2n}{h}$ spire, ținînd seama că într-o crestătură se află conductorii a două bobine de excitație.

La înălțimea z, fluxul $d\Phi$ înlănțuie $\frac{2n}{h}\,z$ spire.

Deci tensiunea indusă este :

$$d\dot{U}_2' = j\omega \frac{2nz}{h} d\dot{\Phi} = j\omega \frac{2nz}{h} b \cdot dz \cdot \dot{H} =$$

$$= j\omega \frac{2nbd}{h^2 c} H_a z^2 dz. \qquad (72)$$

Integrînd pe toată înălţimea h a crestăturii, avem :

$$\dot{U}_2' = j\omega \frac{2nbd}{h^2 c} H_a \int_0^h z^2 dz = j\omega \frac{2nbd}{h^2 c} \cdot H_a \cdot \frac{h^3}{3} \qquad (73)$$

Inmulţind şi împărţind cu l (73) se poate pune sub forma :

$$\dot{U}_2' = j\omega nbl \; H_a \left(\frac{2hd}{3cl}\right). \qquad (73a)$$

Această tensiune este deci în cvadratură cu H_a.

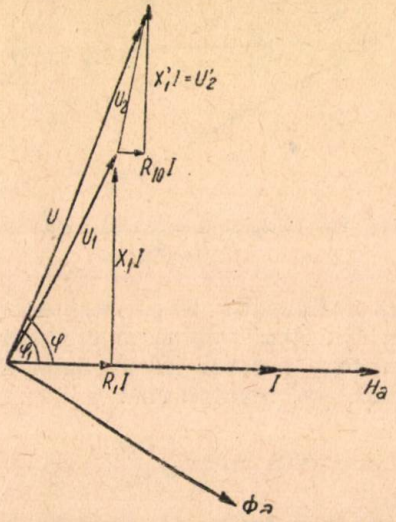


Fig. 26. Diagrama vectorială completă a circuitului de excitaţie.

Tensiunea totală indusă în circuitul inductor este :

$$\dot{U}_1 + \dot{U}_2' = j\omega nblH_a \left[F_2(\alpha_a) + jF_3(\alpha_a) + j\frac{2hd}{3cl}\right] \qquad (74)$$

iar tensiunea totală, inclusiv căderea de tensiune în rezistenţa proprie a circuitului este :

$$\dot{U} = R_{1_0}\dot{I} + \dot{U}_1 + \dot{U}_2' \; . \qquad (75)$$

In fig. 26 s-a reprezentat diagrama vectorială a mărimilor I, H_a, Φ_a, U_1 şi U'_2. Prin R_{1_0} se înţelege rezistenţa proprie a circuitului de excitaţie şi prin X' reactanţa de scăpări corespunzătoare fluxului Φ_c.

4. Rezistenţa şi reactanţa bobinei de excitaţie. *Randamentul de transfer.* Din cele arătate mai sus, se poate găsi rezistenţa şi reactanţa unei bobine de excitaţie; identificînd expresia (75) cu :

$$\dot{U} = [R_1 + R_{1_0} + j(x_1 + x_1')]\dot{I}$$

şi ţinînd seama că

$$H_a = \frac{2nI}{d}$$

obţinem :

$$R_1 = \frac{2\omega n^2 bl}{d} \cdot F_2(\alpha_a) \qquad (76)$$

$$X_1 = \frac{2\omega n^2 bl}{d} \cdot F_3(\alpha_a) \qquad (77)$$

$$X_1' = \frac{2\omega n^2 bl}{d} \cdot \left(\frac{2hd}{3cl}\right). \qquad (78)$$

Rezistenţa R_{1_0} a conductorului bobinei de excitaţie se poate calcula prin metodele cunoscute, ţinînd seama de efectul pelicular şi de proximitate ; în plus, trebuie considerate pierderile în fierul miezului magnetic şi incluse în R_{1_0} sub forma unei rezistenţe echivalente. Rezistenţa totală ce rezultă este, de obicei, mică faţă de R_1, X_1 şi X_1', astfel încît se poate neglija la un calcul aproximativ al impedanţei bobinei de excitaţie.

Randamentul cu care energia se transferă de la bobina de excitaţie la banda de metal încălzită este :

$$\eta = \frac{R_1}{R_1 + R_{1_0}}. \qquad (79)$$

Acest randament atinge valori maxime aproximativ atunci cînd rezistenţa R_1 sau funcţiunea $F_2(\alpha_a)$, trece prin maximum, ceea ce se întîmplă pentru $\alpha_a \cong 2{,}25$.

5. Densitatea de putere medie în bandă. *Frecvenţa şi grosimea critică.* Puterea introdusă în bandă pe un pas polar este :

$$P = U_1 I \cos\varphi_1 \qquad (80)$$

şi densitatea de putere medie :

$$P_{d_m} = \frac{P}{bl\delta} = \frac{U_1 I \cos\varphi_1}{bl\delta}. \qquad (81)$$

Inlocuind în (81) expresiile (54), (68) şi (69), obţinem :

$$P_{d_m} = \frac{\omega d}{2\delta} H_a^2 F_2(\alpha_a) = \pi f \frac{d}{\delta} H_a^2 F_2(\alpha_a). \qquad (82)$$

Densitatea de putere variază cu parametrul α_a, la fel cu $F_2(\alpha_a)$ şi trece prin maximum pentru $\alpha_a \cong 2{,}25$ astfel cum se vede în diagramele din fig. 24. Din aceste valori practice, putem deduce o frecvenţă critică sau o grosime critică punînd :

$$\alpha_{a_{critic}} = \frac{l}{p_{cri\,to}} = 2{,}25. \qquad (83)$$

Dacă în expresia (49) punem $\omega = 2\pi f$ şi $\mu = 4\pi \; 10^{-7} \; \mu_r$ obţinem :

$$p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{d \cdot 10^9}{f\gamma\delta\mu_r}} \qquad (84)$$

$$f_{critic} = 1{,}285 \frac{d}{\gamma\mu_r\delta l^2} 10^6 \qquad (85)$$

$$\delta_{critic} = 1{,}285 \frac{d}{\gamma\mu_r f l^2} 10^6 \qquad (86)$$

In aceste expresii, dimensiunile d, l, δ sînt luate în m, γ în Ω^{-1} m^{-1} şi f în Hz.

Dacă se compară expresiile (3) şi (85) şi notăm cu f_{critic} frecvenţa critică în cazul încăl-

zirii cu flux longitudinal şi cu f''_{critic} frecvenţa critică în cazul încălzirii cu flux transversal, obţinem :

$$\frac{f'_{critic}}{f''_{critic}} = \frac{l^2}{\delta d} \cdot \qquad (87)$$

Rezultă imediat că frecvenţa critică în cazul încălzirii prin flux transversal este mult mai mică decît în cazul încălzirii prin flux longitudinal.

Dacă luăm pentru l, d şi δ valori practice :

$l = 10$ cm, $d = 1$ cm, $\delta = 0{,}1$ cm, avem :

$$f''_{critic} = \frac{1}{100} f'_{critic} \cdot$$

Deci, dacă la încălzirea cu flux longitudinal trebuie să avem cel puţin frecvenţe de ordinul sutelor de kHz, la încălzirea prin flux transversal putem lucra în condiţii optime cu frecvenţe de ordinul unităţilor de kHz, adică în banda de frecvenţe muzicale de la 50 — 10 000 Hz, ceea ce face posibilă utilizarea generatoarelor rotative pentru încălzirea benzilor subţiri. Remarcăm, în plus, că randamentul de transfer va fi în acest caz mult superior.

Dacă banda este foarte subţire, frecvenţă critică poate rezulta de ordinul zecilor de MHz la încălzirea cu flux longitudinal, sau de ordinul sutelor de kHz la încălzirea cu flux transversal. In acest caz inductorul va fi alimentat de un generator electronic şi se va construi fără miez magnetic. Metoda fluxului transversal rămîne totuşi avantajoasă, pentru că dă un cuplaj şi un rendament de transfer mai bun, între inductor şi bauda de metal.

6. **Recomandări pentru proiectare.** Ecuaţiile de mai sus permit să se calculeze performanţa unei instalaţii, dacă se cunosc elementele ei şi proprietăţile fizice şi electrice ale benzii. Pentru proiectare, se pot face următoarele recomandări pentru alegerea diverselor elemente :

— Intrefierul d poate să fie cel mai mic posibil din punct de vedere constructiv.

— Pentru un bun randament, secţiunea conductorului din bobina de excitaţie trebuie să fie cît mai mare în raport cu secţiunea benzii ($b \cdot \delta$). Aceasta este deosebit de important cînd banda este din cupru sau aluminiu (γ mare).

— Pentru a satisface condiţia precedentă menţinînd în acelaşi timp un raport acceptabil între fluxul de scăpări Φ_e şi fluxul util Φ_a, este de dorit să facem raportul dintre lăţimea fantei c şi pasul polar l cît mai mare posibil, fără a reduce mult secţiunea care poartă fluxul Φ_a în intervalul unui pas polar.

— Pentru a micşora efectul reactanţei de scăpări X'_1 raportul adîncimii crestăturii h către lăţimea ei, c, nu trebuie să fie mare.

— Pentru a reduce efectul de margine (care produce supraîncălzirea laturilor benzii), astfel încît să poată fi corectat prin mijloace speciale care se vor arăta mai jos, este de dorit ca pasul polar l să fie mic în raport cu lăţimea benzii b. Această condiţie generală exclude folosirea acestui procedeu cu flux transversal pentru încălzirea benzilor înguste.

— Pentru a satisface aceste cerinţe, se poate recomanda folosirea următoarelor relaţii între diversele dimensiuni geometrice :

$$\frac{c}{d} = 1 \; ; \; \frac{c}{l} = 0{,}25 \; ; \; \frac{h}{c} = 2 \; ; \; \frac{b}{l} = 4. \qquad (88)$$

In cele de mai sus se vede că dimensiunile unui pol sînt stabilite în mare parte cînd alegem întrefierul d. Proprietăţile fizice şi electrice ale benzii sînt date de cazul de aplicaţie. Principala necu-

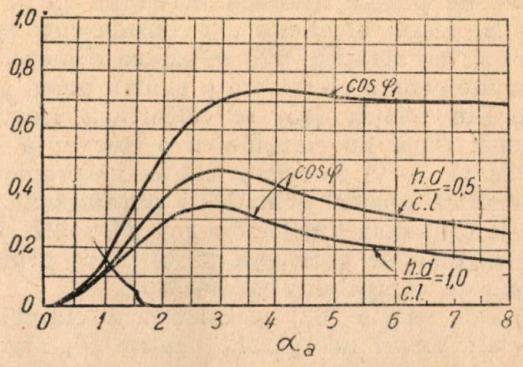


Fig. 27. Variaţia factorului de putere global (cos φ) şi parţial (cos Φ_1) în funcţie de parametrul α_a.

noscută care rămîne de determinat este frecvenţa. Pentru aceasta, criteriile sînt randamentul η şi factorul de putere global cos Φ. Presupunînd că rezistenţa bobinei de excitaţie nu variază apreciabil într-un interval îngust de frecvenţe, randamentul este maxim cînd rezistenţa reflectată R_1 este maximă. După cum am văzut mai sus, aceasta are loc pentru $\alpha_a = 2{,}25$. Dar acest maximum este larg, astfel încît se poate lua $\alpha_a = 1{,}75 \div 3$.

In fig. 27 se dă factorul de putere parţial cos Φ_1, din ecuaţia (69) şi factorul de putere global cos Φ. Una din curbe este pentru $\frac{h\,d}{c \cdot l} = 0{,}5$, ceea ce corespunde la grupul de relaţii (88) şi reprezintă cazul unei bobine cu o reactanţă de scăpări x relativ mică.

Cealaltă curbă este pentru $\frac{h \cdot d}{c \cdot l} = 1$ şi corespunde unei bobine cu reactanţă de scăpări mare.

De aici se vede că factorul de putere global este maxim pentru $\alpha_a = 2{,}75$ dar şi aici maximul este larg.

Putem spune deci, că pentru obţinerea frecvenţei de lucru, se poate recomanda o valoare $\alpha_a = 2{,}26 \div 2{,}75$ din care rezultă o valoare a frecvenţei cuprinsă în limitele :

$$f = (1{,}285 \div 1{,}92) \frac{d}{\gamma \mu_r d l^2} \cdot \qquad (89)$$

La capătul inferior al acestui interval, se află frecvenţa critică sau optimă, dată de (85). In această expresie, de obicei, $\mu_r = 1$.

Este evident că parametrii instalaţiei trebuie să fie astfel potriviţi, încît frecvenţa f să

coincidă cu una din frecvenţele standardizate pentru generatorii rotativi utilizaţi la încălzirea prin inducţie.

Cu cele arătate mai sus, etapele de proiectare pentru un caz de aplicaţie dat (lăţimea benzii, materialul, temperatura, şi viteza de translaţie) sînt următoarele:

a) Se calculează puterea totală necesară, cunoscînd temperatura şi cantitatea de material încălzit în unitatea de timp. Se ţine seama şi de pierderile prin radiaţie şi convecţie.

b) Se alege o lungime de pas polar (în sensul de mişcare a benzii) şi se calculează densitatea medie de putere necesară în bandă (P_d).

c) Se alege întrefierul din considerente mecanice, iar cu relaţiile (88) se găsesc dimensiunile potrivite pentru crestătură şi pentru pasul polar.

d) Din relaţia (85) se calculează frecvenţa optimă. Dacă nu coincide cu o frecvenţă standardizată, se ia frecvenţa cea mai apropiată şi se verifică efectul schimbării parametrului α_a cu ajutorul diagramelor din fig. 24 şi 27. Dacă este necesar ,se potriveşte pasul polar pentru a obţine un compromis satisfăcător.

e) Din relaţia (82) se calculează cîmpul H_a necesar. Valori acceptabile pentru H_a sînt cuprinse între 3 000 A/cm la 50 Hz şi 1 000 A/cm la 10 000 Hz. Dacă valoarea H_a cade înafara acestui interval, poate să fie necesar să lungim piesa polară, adăugînd mai mulţi poli.

f) Folosind ecuaţiile (65) şi (73), se face o serie de tatonări pentru a găsi numărul de spire n al benzii de excitaţie şi gruparea bobinelor necesare pentru a putea funcţiona cu tensiunea sursei disponibile. Bobinele se fac din ţeavă de cupru pentru a fi răcite cu apă.

g) Se calculează circuitul magnetic, lăsînd destulă grosime de miez în spatele crestăturii, pentru a purta fluxul total al întrefierului Φ_a şi fluxul de scăpări Φ_c, fără a ajunge la saturaţie şi fără pierderi exagerate în fier. Grosimea tolelor este indicată de frecvenţa de lucru. Se poate să fie necesar de prevăzut canale transversale în pachetul de tole, care să permită răcirea miezului cu un curent de aer forţat.

h) Cunoscînd pe H_a şi numărul de spire n, se calculează curentul şi pierderile Joule. Cunoscînd densitatea de flux în diferite părţi ale miezului magnetic şi frecvenţa, se calculează pierderile în fier. Din pierderile totale şi puterea introdusă în bandă, se poate calcula randamentul.

7. **Efectul permeabilităţii magnetice a benzii** Se pot încălzi prin această metodă şi benzi magnetice, deşi aceasta nu este de recomandat. Ecuaţiile dezvoltate mai sus vor fi puţin eronate, din următoarele motive:

— Prezenţa materialului feromagnetic, reduce în oarecare măsură reluctanţa întrefierului.

— O parte din flux va fi deviată de la un pol la un pol vecin de pe aceeaşi faţă prin bandă. Din aceste motive, apare şi o încălzire prin flux longitudinal. Folosind frecvenţa optimă pentru încălzirea transversală, din (85), acest efect este de obicei mic, deoarece banda se saturează înainte ca să se poată devia un flux important, iar adîncimea de pătrundere a fluxului longitudinal este mare în raport cu grosimea benzii.

8. **Corectarea încălzirii marginilor benzii.** Dacă banda este mai îngustă decît polul, marginile benzii se supraîncălzesc, iar dacă banda este mai largă decît polul, marginile se subîncălzesc. O soluţie pentru a evita aceste neajunsuri este indicată în fig. 28. Piesele polare sînt montate

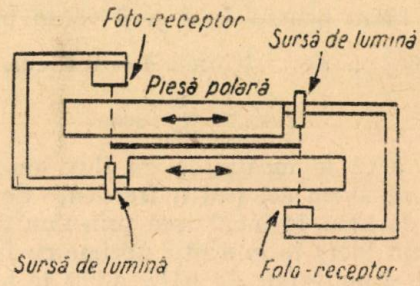


Fig. 28. Dispozitiv pentru corectarea încălzirii marginilor benzii.

independent una de alta, pe role, astfel încît lăţimea porţiunii de suprapunere poate fi făcută mai mică decît lăţimea benzii atît cît este necesar pentru ca încălzirea să fie uniformă. Celulele fotoelectrice acţionînd asupra unui dispozitiv de comandă automat, menţin o distanţă fixă de la marginea unei piese polare la marginea benzii.

Aici apare însă un fenomen secundar important. Curenţii care curg paralel cu marginea benzii (fig. 17) tind să împingă marginea benzii spre piesa polară. Aceasta se explică prin atracţia exercitată de piesa polară, prin forţele electromagnetice care se aplică curentului. In fig. 29

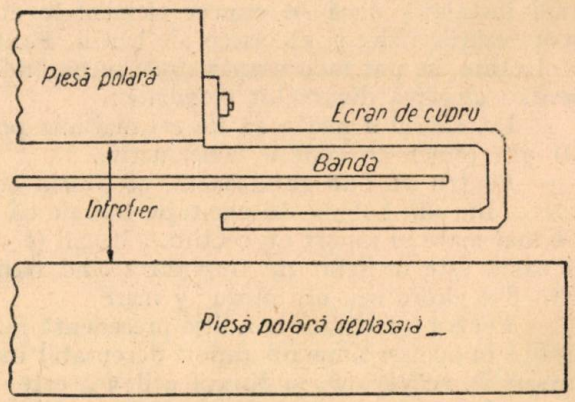


Fig. 29. Dispozitiv pentru evitarea îndoirii marginilor benzii.

se arată o soluţie pentru înlăturarea acestor forţe. Ecranul se deplasează cu piesa polară şi fereşte marginea benzii de atracţia polului.

Grosimea ecranului trebuie făcută cel puţin egală sau mai mare decît adîncimea de pătrundere în cupru. Se alege cuprul pentru ca adîncimea de pătrundere să fie mică.

Este interesant de observat că dispozitivul arătat în fig. 28 şi 29 nu numai că se ajustează

automat după lățimea benzii, dar compensează automat și eventualele deplasări laterale ale benzii în timpul mișcării sale de translație.

9. **O aplicație specială a încălzirii cu flux transversal.** In unele aplicații este de dorit ca în locul unei încălziri uniforme să se producă o

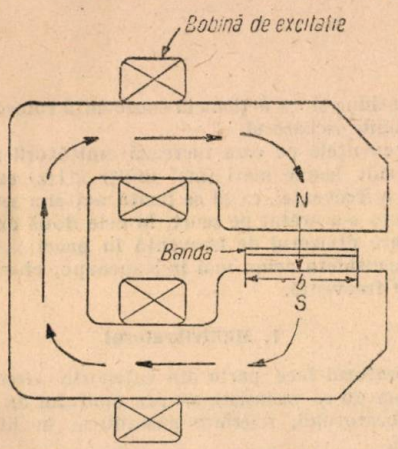


Fig. 30. Dispozitiv pentru încălzirea pronunțată a marginilor benzii.

încălzire pronunțată a marginilor benzii de metal, ca de exemplu în cazul fabricației țevilor cu cusătură sudată.

Bazîndu-ne pe cele arătate mai sus, este evident că o astfel de încălzire se poate obține trecînd banda de oțel între o pereche de poli mai lată decît banda, cum se arată în fig. 30.

Dacă polul este mai lung (în sensul de mișcare a benzii), decît lat, densitatea medie de putere se poate calcula din relația (82). Pentru calculul parametrului α_a trebuie să luăm însă în loc de l, lățimea benzii. Distribuția densității de curent de-a lungul lățimii benzii va fi o funcție de α_a, ca în fig. 23. Distribuția de putere poate obține pentru orice α_a, trasînd patratul curbelor din fig. 23.

Dacă dorim ca majoritatea căldurii să se producă în apropiere de marginile benzii, alegem frecvența astfel, ca factorul α_a să fie mare.

Concluzii

a) Incălzirea prin flux transversal oferă un mijloc practic și eficace pentru încălzirea continuă a benzilor subțiri, în special din material neferos ca aluminiu, alamă, cupru sau oțel inoxidabil.

b) Formulele date mai sus, permit să se proiecteze o instalație de încălzire cu flux transversal și să se prevadă performanțele cu o precizie satisfăcătoare.

c) Frecvențele utilizate, cad în general între 50 și 10 000 Hz și depind de proprietățile fizice și electrice ale benzii de încălzit.

d) Datorită cuplajului bun dintre inductor și bandă, se poate obține un randament de 80% sau mai bun.

e) Se pot prevedea mijloace speciale pentru a putea trata benzi de diferite lățimi și a asigura o încălzire uniformă.

f) Incălzirea cu flux transversal este aplicabilă și la cazuri de încălzire a marginilor (muchiilor).

Bibliografie

[1] *Lozinski M. G.*: Poverhnostnaia zakalka i indukționi nagrev stali. Mașghiz 1949.

[2] *Rodighin N. M.*: Indukționi nagrev stalinih izdelu tokamu normalnoi ciastotî Metalurghizdat, 1950.

[3] *Vazaca Chr.*: Cîteva aspecte ale efectului pelicular și stabilirea unor criterii pentru încălzirea prin curenți de înaltă frecvență (Lucrările Sesiunii Generale Științifice a Acad. R.P.R. din 2—12 iunie 1950, pag. 93).

[4] *Vazaca Chr.*: Studiu comparativ al metodelor de încălzire superficială prin inducție în joasă și înaltă frecvență (Studii și Cercetări de Energetică Tomul I, Nr. 1—2, 1951).

[5] *Vologdin V. P.*: Poverhnestnaia indukționaia zakalka Oboronghiz 1947.

★

ИНДУКЦИОННЫЙ НАГРЕВ ПОПЕРЕЧНЫМ ПОТОКОМ

Резюме

Излагаются теоретические основы индукционного нагрева плоских, тонких проводников, для двух случаев: продольного наведенного потока и поперечного наведенного потока. Указывается что первый случай являющийся обычным, на много уступает второму, при нагреве тонких лент. Нагрев поперечным потоком дает возможность использовать машинные или ионные генераторы имеющие к. п д. на много выше по сравнению с электронными генераторами (80% и 92% вместо 50%). Кроме того, больше к. п. д. передачи энергии от индуктора к нагреваемой ленте.

DIVIZAREA FRECVENȚEI

Ing. H. TOȚIA

Prin divizarea frecvenței se urmărește ca dintr-o frecvență dată să se obțină o altă frecvență care să fie de un număr întreg de ori mai mică decît cea inițială.

Această împărțire a frecvenței este posibilă cu ajutorul divizorilor de frecvență.

Tipurile obișnuite de divizori de frecvență sînt următoarele :

— circuite basculante (multivibratori) ;
— oscilatori cvazistabili ;
— oscilatori mecano-electrici.

Proprietatea esențială a divizorilor de frecvență este că întotdeauna fac divizarea exact, adică frecvența obținută este întotdeauna un submultiplu al frecvenței de divizat.

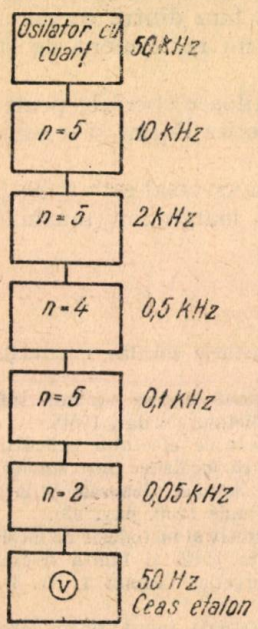


Fig. 1. Schema bloc a unui generator de frecvență standard.

Pentru acest motiv întotdeauna, acolo unde este necesar un control al unui fenomen oscilatoriu de înaltă frecvență, se utilizează divizori pentru a se putea exercita controlul prin mijloace obișnuite (ceasornice, servomotoare, înregistratoare).

Un exemplu de felul în care este utilizat divizorul de frecvență, îl avem la etaloanele de frecvență.

Acesta este constituit dintr-un oscilator electronic stabilizat cu cuarț, care este pus într-un termostat și care oscilează pe o frecvență de 50 kHz.

Pentru a putea verifica, în ce măsură, această frecvență etalon, se menține între anumite limite dinainte impuse, se exercită un control al perioadei oscilațiilor cu un ceasornic electric. Acesta funcționează cu 50 Hz, cînd merge exact.

Alimentarea acestui ceas de control se face cu o tensiune a cărei frecvență este direct dependentă de a etalonului de frecvență, divizînd convenabil frecvența acestuia cu mai mulți divizori în cascadă.

Necesitatea montării mai multor divizori în cascadă rezultă din faptul că raportul global de divizare este cel puțin o mie, ori această divizare nu o poate face un singur divizor.

Ceasul alimentat prin intermediul divizorilor de frecvență este controlat cu timpul astronomic. Dacă oscilatorul pilot oscilează exact pe 50 kHz, ceasul indică ora exactă, în caz contrar, diferența dintre ora indicată și cea exactă măsoară deviația de frecvență a oscilatorului.

În fig. 1 este dată schema bloc a etalonului de frecvență indicîndu-se raportul de diviziune al fiecărui divizor.

Un interesant domeniu al aplicațiilor acestor divizori este acela al automatizărilor, prin servomecanisme, a instalațiilor de înaltă frecvență.

Astfel, pentru controlul frecvenței centrale a unui emițător modulat în frecvență, se întrebuințează un asemenea dispozitiv (fig. 2).

În sistemul, a cărui schemă bloc este dată în fig. 2, se face compararea frecvenței oscilatorului emițătorului cu frecvența unui oscilator stabilizat cu cuarț.

Simplist, lucrurile stau astfel : condensatorul circuitului oscilant este acționat de un servomotor, cînd frecvențele celor doi oscilatori sînt egale, tensiunea aplicată efectiv servomotorului este nulă, deci rotorul nu va fi acționat de o variație a frecvenței centrale în caz contrar, motorul va primi o tensiune și va acționa în consecință rotorul pînă cînd se va restabili oscilatorul.

Cum frecvențele pe care lucrează emițătorii modulați în frecvență sînt foarte mari (mai mulți MHz) este necesară o divizare a frecvenței, ca să se poată acționa servomotorul.

Cu aceasta s-a arătat pe scurt, în cele două exemple rolul pe care-l are divizorul de frecvență în practica electronică.

Se vor considera acum mai îndeaproape, cîteva tipuri de divizori de frecvență.

1. Multivibratorul

Multivibratorul face parte din categoria circuitelor basculante. Aici nu se va insista asupra modului de funcționare al multivibratorului, referințe găsindu-se în literatura de specialitate.

Schema principială a unui multivibrator este dată în fig. 3.

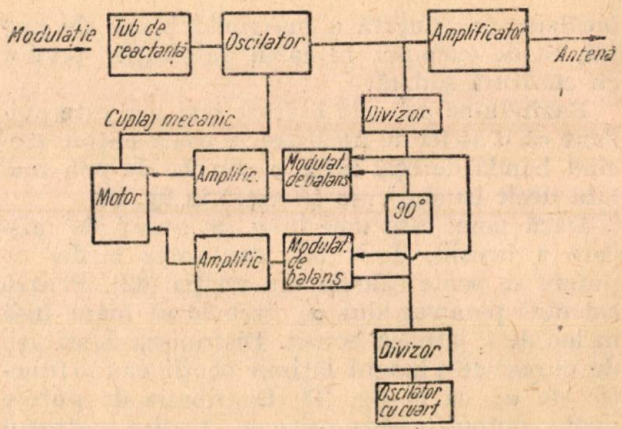


Fig. 2. Oscilator modulat în frecveoță, cu control automa al frevenței centre,

Frecvența pe care lucrează multivibratorul este dată de relația aproximativă :

$$\frac{0.6}{R_{g1} C_{g1} + R_{g2} C_{g2}}.$$

Cum pentru divizorul de frecvență este necesar ca durata celor două impulsuri ale unei perioade să fie egală, trebuie

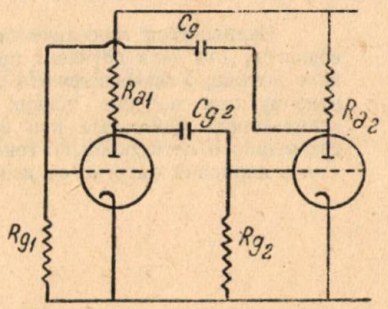


Fig. 3. Schema principială a unui multivibrator.

să se ia $R_{g1} = R_{g2} = R_g$ și $C_{g1} = C_{g2} = C_g$. În acest caz frecvența va fi dată de relația :

$$\frac{0,3}{R_g C_g}$$

Însă această frecvență este foarte instabilă, depinzînd de variațiile tensiunilor de alimentare sau de perturbațiile exterioare. Această instabilitate rezultă din următorul fapt: în apropierea punctului de basculare, la U_{g0}, tensiunea de grilă variază foarte lent, așa fel că o variație nu prea mare care apare, dintr-un motiv oarecare, face ca bascularea să se producă mai repede sau mai tîrziu. Felul de variație al tensiunilor și curenților anodici și de grilă este dat în fig. 4

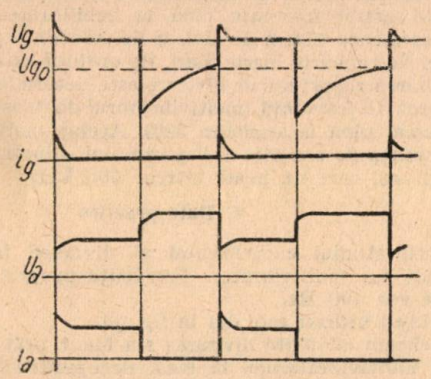


Fig. 4. Variația curenților și tensiunii la multivibrator.

Tocmai, proprietatea, arătată mai sus a multivibratorului, de a nu avea frecvența stabilă, îl face potrivit pentru a fi comandat din exterior cu o tensiune a cărei frecvență trebuie divizată.

Să arătăm mecanismul divizării frecvenței cu ajutorul multivibratorului.

Presupunem că se suprapune peste tensiunea proprie de grilă a multivibratorului o tensiune sinusoidală de o frecvență

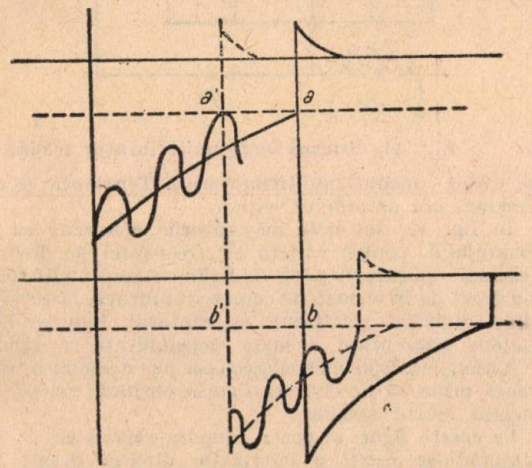


Fig. 5. Variația tensiunii de grilă la un multivibrator la care se aplică pe grilă o tensiune sinusoidală.

f, bascularea se va produce mai devreme. Acest fenomen se poate urmări în fig. 5.

Cînd tensiunea grilei atinge în punctul a' tensiunea U_{g0} de basculare, multivibratorul va bascula, și un fenomen similar se va produce pentru cea de a doua grilă, cînd este atins punctul b'. Din figură se vede că montajul și-a schimbat frecvența, basculările nu s-au mai produs, în punctele a și b. Tot de aici se poate vedea că numărul de perioade cuprins în intervalul celor două basculări este un număr întreg.

Raportînd frecvența introdusă pentru divizare, la frecvența nouă a multivibratorului, se obține tocmai acest număr întreg, care este raportul de divizare.

Există două posibilități de a excita multivibratorul: pe grile sau pe anode, ele nediferind esențial. Mai important este de a ști dacă tensiunile aplicate pe grilă sînt în fază sau în antifază. În primul caz raportul de diviziune este un număr par, în al doilea un număr impar.

Scheme principiale sînt date în fig. 6.

Împărțirea montajelor după felul în care fac divizarea (pară sau impară) nu este absolută. Un montaj pentru divizare pară poate produce și divizori impari, cu singura deosebire că această divizare este stabilă într-un domeniu mult mai restrîns al variațiilor tensiunii de excitare. În fig. 7 sînt date grafice în care se arată domeniile de stabilitate ale divizării pentru aceste variații.

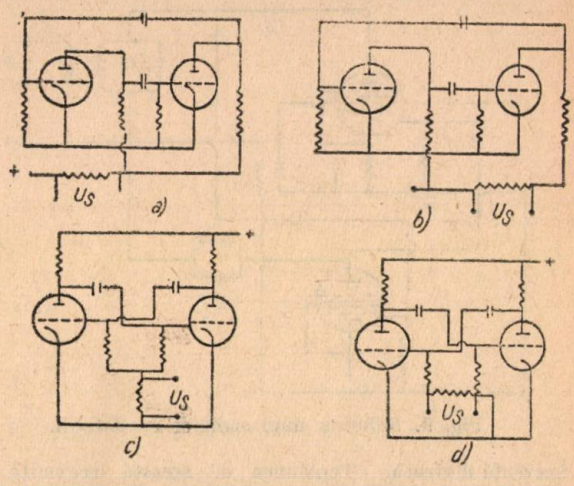


Fig. 6. Scheme principiale și diagrame de funcționare la divizori de frecvență pari și impari.

Limitările care intervin în funcționarea divizorului de frecvență cu multivibrator sînt următoarele:

Limita superioară a raportului de divizare este dată de neregularitățile de variație ale tensiunii de grilă. La frecvențe mari de divizat, vîrfurile superioare ale sinusoidelor sînt foarte apropiate și astfel apare posibilitatea ca bascularea

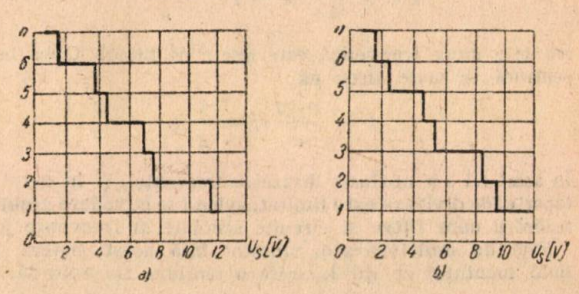


Fig. 7. Variația raportului de diviziune, în funcție de tensiunea aplicată.

să se producă mai devreme sau mai tîrziu cu o perioadă, astfel divizarea devine instabilă.

Cum frecvența proprie a multivibratorului nu poate întrece anumite limite se vede că în practică divizarea maximă a frecvenței este de ordinul zecilor.

2. Circuite de divizare interferențiale (oscilatori cvazistabili)

Acest sistem de divizări este utilizat la frecvențe mai înalte. În principiu se compun dintr-un element neliniar un filtru trece bandă pentru f/n, un amplificator și un amestecător. În fig. 8 sînt date schemele bloc a cîtorva posibilități de a realiza divizări de frecvență de acest gen.

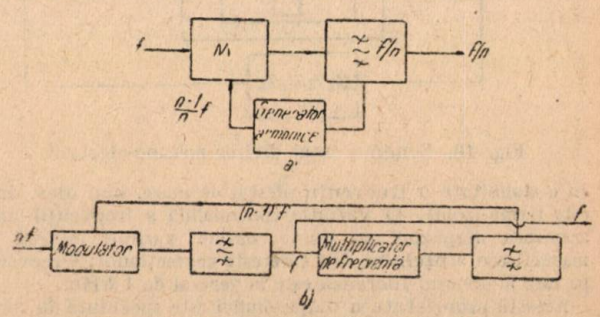


Fig. 8. Divizori de frecvență realizați pe principiul oscilatorilor cvazistabili.

Schema reală a unui asemenea dispozitiv este dată în fig. 9.

Modul de funcționare este următorul : în momentul inițial, la pornire, apare un regim tranzitoriu care face posibilă apariția la ieșirea filtrului frecvenței f/n, care este tocmai

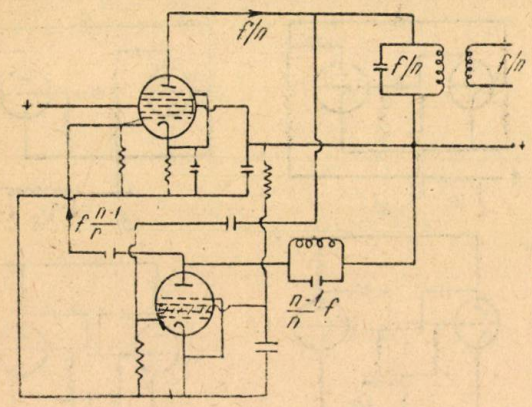


Fig. 9. Schema unui oscilator cvazistabil.

frecvență divizată. Tensiunea de această frecvență este aplicată unui amplificator clasa C care dă armonicele ei ; circuitul anodic

al acestui amplificator este acordat pe frecvența $\frac{n-1}{n} f$

(o armonică a lui $\frac{1}{n} f$). Această nouă frecvență este aplicată tubului mixer care dă la ieșire frecvențele :

$$f + \frac{n-1}{n} f \quad \text{și} \quad f - \frac{n-1}{n} f$$

cea de a doua frecvență este lăsată de filtrul trece bandă pentrucă se vede ușor că :

$$f - \frac{n-1}{n} f = \frac{1}{n} f.$$

În acest fel s-a obținut divizarea frecvenței, și în acest caz raportul de divizare este limitat, avîndu-se în vedere greutatea realizării unor filtre și circuite acordate în frecvențe joase.

Față de multivibrator vibrator însă acest sistem prezintă montajul ce dă la ieșire o tensiune sinusoidală.

3. Divizori mecano-electrici

Elementul principal într-un asemenea divizor de frecvență este un diapazon calibrat, care constituie elementul oscilant a unui oscilator cu reacție. Un asemenea diapazon oscilează

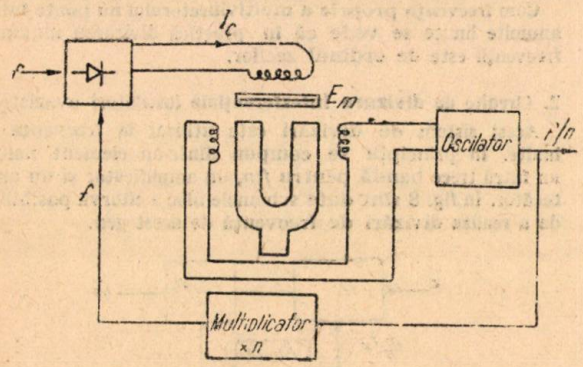


Fig. 10. Schema unui divizor mecano-electric.

cu o stabilitate a frecvenții destul de mare, mai ales, dacă este termo-izolat. O variație controlabilă a frecvenții unui asemenea diapazon se poate obține variind starea de magnetizare a oțelului din care este confecționat. Frecvența pe care în general lucrează este în general de 1 kHz.

Această proprietate a diapazonului este speculată în montajul din fig. 10, care este un divizor de frecvență de mare raport.

Cînd oscilatorul mecano-electric oscilează exact pe frecvența, submultiplu al frecvenței de divizat, frecvența pe care o dă multiplicatorul de frecvență (multivibratorul) coincide cu frecvența de divizat și deci curentul I_c de comandă, care trece prin electromagnetul E_m rămîne constant.

La apariția unei variații de frecvență a diapazonului, apare o diferență între cele două frecvențe care sînt mixate în elementul neliniar și implicit apare o variație a lui I_c care modifică starea de magnetizare a diapazonului, modificîndu-i astfel frecvența pînă la echilibrarea sistemului.

Un asemenea sistem de divizor de frecvență poate realiza divizori de rapoarte foarte mari, de ordinul sutelor.

Limitarea raportului de divizare este determinat de multiplicatorul de frecvență (multivibratorul dă tensiuni apreciabile numai pînă la armonica 200). Același motiv, împreună cu frecvența de oscilație a diapazonului, limitează frecvența de divizare, care nu poate întrece 200 kHz.

4. Date practice

Pentru studiul experimental al divizării frecvenței s-a construit un multivibrator. Frecvența proprie de oscilare este de cca 400 Hz.

Montajul utilizat este dat în fig. 11.

În schema adoptată divizarea s-a făcut prin comandă pe plăcile multivibratorului în fază, deci pentru divizare pară. Această comandă s-a introdus pe rezistența de 2 kΩ (și de wataj suficient de mare ca să poată suporta întregul curent

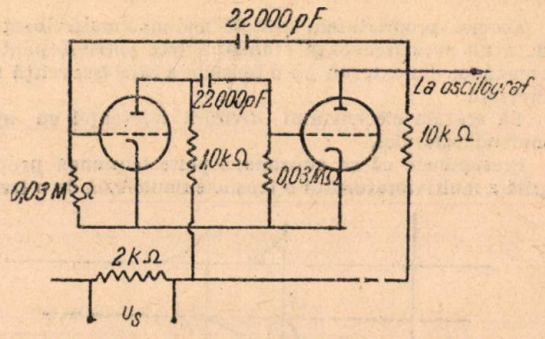


Fig. 11. Schema unui multivibrator realizat.

pe care-l consumă multivibratorul). Tensiunea de comandă necesară era de ordinul voltilor.

În fig. 12 sînt date măsurătorile efectuate cu ajutorul montajului, pentru variații ale frecvenței de divizat și ale tensiunii aplicate, în cazul cînd alimentarea multivibratorului s-a făcut de la o sursă de curent stabilizată, la 100 V. Urmărirea divizării s-a făcut cu ajutorul figurilor Lissajous, metoda prezentînd o mare sensibilitate și rigurozitate.

Astfel, pe plăcile unui ciloscop s-a pus tensiunea cărei frecvență urma să fie divizată, figurile obținute erau niște curbe închise foarte stabile.

Pe aceste figuri se poate număra rapoartele de divizare, obținîndu-se astfel o informație directă despre raportul de divizare și de domeniul de frecvențe în care un anumit raport de divizare este stabil. În fig. 13 este dată schema bloc în care s-au făcut determinările.

A mai fost realizat un divizor de frecvență, cu multivibrator, în care tensiunea de comandă se aplică pe grilă, avînd posibilitatea ca cu ajutorul unui comutator să realizăm un montaj fie pentru diviziuni pare, fie pentru diviziuni impare.

Schema adoptată este cea din fig. 14.

Cu comutatorul K pentru poziția *1* tensiunea de comandă se aplică în antifază pe cele două grile ale multivibratorului (tuburile T_2 și T_3), iar pe poziția *2* tensiunea se aplică în fază pe cele două grile. Respectiv, în cazul *1* divizarea impară și pentru cazul al doilea pară .

Tubul T_1 este un amplificator simplu, clasa A, el are mai mult rostul de separator între multivibrator și oscilatorul care dă frecvența de divizat. Tensiunea de comandă se ia de pe rezistența $R = 1{,}5$ kΩ. Să se ia așa de mică pentru a nu dezechilibra circuitul de grilă al multivibratorului, prin comutările cu comutatorul K, care o introduce odată în serie cu ambele rezistențe de grilă și apoi în serie numai cu una din ele.

Tubul T_4 este un amplificator-separator, pentru impulsuri. Are o puternică reacție negativă de curent pentru a deforma

cît mai puțin forma impulsului tensiunii obținute pe placa tubului T_2 al multivibratorului.

general apare o deplasare spre dreapta pentru tensiuni crescătoare.

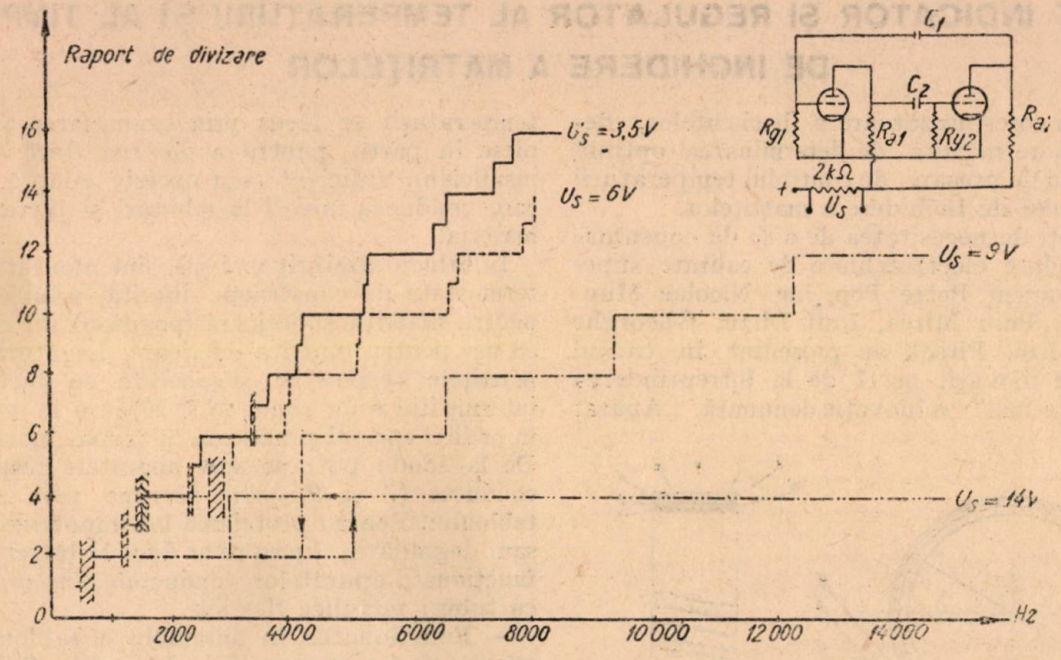


Fig. 12. Diagramele obținute cu ajutorul montajului realizat.

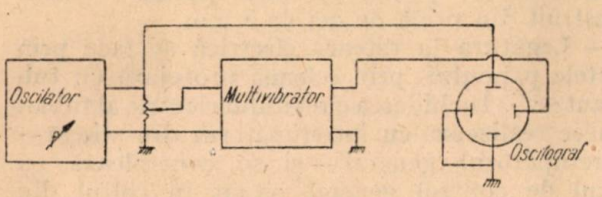


Fig. 13. Schema bloc a instalației pentru măsurători.

Acest montaj prezintă aceleași proprietăți ca și cel considerat anterior.

Acest montaj a fost întrebuințat pentru obținerea unor figuri de genul acelora ale lui Lissajous, însă mai generale, pentru studiul unor sisteme speciale de ecuații.

Concluzii

a) Pentru diferite nivele ale semnalului de sincronizare se obțin domenii diferite de stabilitate pentru divizare, în

b) Se semnalizează prezența unor domenii în care nu se poate face divizarea (în figură sînt trecute cu benzi haşurate) și aceasta mai ales la tensiuni mici de sincronizare și la rapoarte mici de divizare.

c) Se pot obține divizări de raport m/n în care m și n sînt întregi, dar care sînt mai puțin stabile (observate cu ajutorul figurilor Lissajous.

e) Dacă semnalul de divizat nu este sinusoidal apar fenomene noi. Astfel s-a observat că dacă amplificatorul de comandă are la intrare un semnal prea mare, creșterea acestui semnat a atras după sine creșterea lui n.

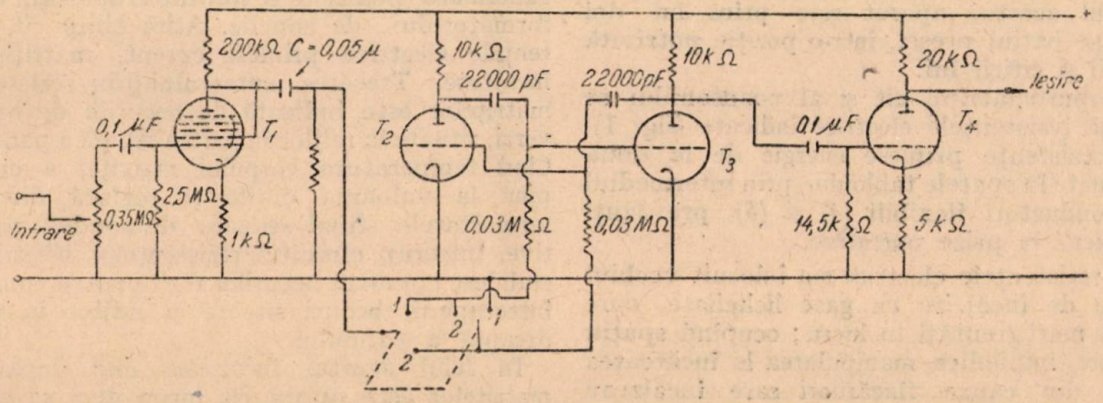


Fig. 14. Schema divizorului comandat pe grilă.

e) S-a mai observat un fenomen de „histerezis", în divizare, pentru o scădere a frecvenței, adică domeniul de divizare la un raport dat, este mai larg cînd frecvența de divizat se micșorează. Acest fenomen apare evident la tensiuni de sincronizare mari.

APARAT INDICATOR ȘI REGULATOR AL TEMPERATURII ȘI AL TIMPULUI DE INCHIDERE A MATRIȚELOR

Calitatea corespunzătoare a bachelitelor, depinde în mare măsură de determinarea optimă a procesului de presare, de controlul temperaturii și al timpului de închidere a matrițelor.

Conștienți de necesitatea de a se da consumatorilor produse electrotehnice de calitate superioară, tovarășii Petre Pop, ing. Nicolae Munteanu, ing. Puiu Mirea, Iosif Dîrzu, Gheorghe Panait și Iosif Pitsch au prezentat în cadrul brigăzii de inovații nr. 1 de la întreprinderea „Electroprecizia" o inovație denumită. „Aparat

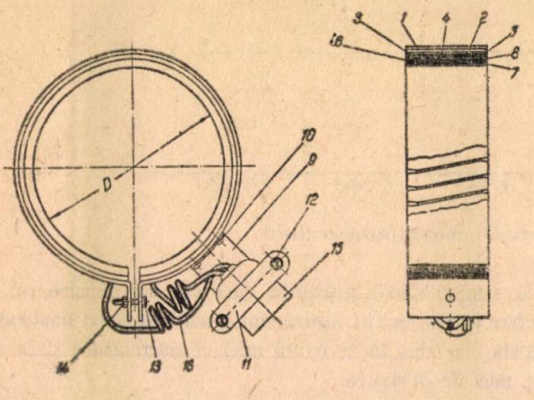


Fig. 1.

1 — Rama de stingere; *2, 5, 7* — izolant; *3* — Suport; *4* — Brîu; *6* — Mîner; *8* — Rezistența; *9* — Suport; *10* — Nit ∅ 3×6; *11* — Bridă; *12* — Șurub cilindric M 3×8; *13* — Șurub exag. M 4 30; *14* — Piuliță exag. M.; *15* — Fișă; *16* — Conductor flexibil.

indicator al temperaturii și al timpului de închidere a matrițelor de presat bachelită".

Tabloul acestui aparat este prins cu doi suporți pe batiul presei, într-o poziție potrivită deservirii și citirii lui.

Pe corpul matriței cît și al poansonului se montează rezistențele electrice indicate (fig. 1). Aceste rezistențe primesc energie de la două prize situate în spatele tabloului, prin intermediul a doi conductori flexibili (*4*) și (*5*), prevăzuți cu „șteker" în prize portative.

Prin rezistențele electrice s-a înlocuit vechiul procedeu de încălzire cu gaze lichefiate, care producea mari greutăți în lucru; ocupînd spațiu prea mare, împiedica manipularea la încărcarea matriței din cauza flacărilori care încălzeau matrița în exterior și a fumului ce se producea în timpul arderii. Temperatura nu putea fi controlată și cu atît mai puțin stabilită a o valoare optimă necesară coacerii bachelitei. Prin rezistențele electrice, temperatura poate fi reglată la o valoare constantă optimă, datorită conectării sau întreruperii de la rețea.

Aparatul execută această conectare sau întrerupere, în mod automat, eliberînd pe muncitor de grija reglării temperaturii prin introducerea, sau scoaterea fișei din priză. Controlul temperaturii se făcea prin examinarea fiecărei piese în parte, pentru a observa dacă ea era insuficient, suficient sau excesiv coaptă, fapt care conducea uneori la rebuturi și pierderi de material.

În tabloul amintit mai sus, sînt montate două termostate de construcție diferită, unul electric pentru matrița superioară (poanson) iar celălalt cu aer pentru matrița inferioară. Legătura între matrițele respective și aparate se face prin intermediul unor sonde (*8* și *10*) care se introduc în orificii special practicate în corpul matrițelor. De la sonde pornesc spre aparatele respective conducte (*7* și *9*,)care pătrund prin spatele tabloului. Pentru protejarea lor împotriva uzării sau degradării, lucru ce ar duce la întreruperea funcționăfii aparatelor, conductele sînt protejate cu tuburi metalice flexibile.

— Funcționarea în ansamblu a tabloului cu aparate se poate urmări pe desen (fig. 2). Toate aparatele sînt prinse pe un panou comun construit din tablă de fier de 5 mm.

— Legătura la rețeaua electrică se face prin spatele panoului, prin coloană protejată cu tub „pantzer". Inchiderea circuitului electric al tabloului se realizează cu întrerupătorul din stînga — întrerupătorul general — și se controlează cu becul de control general, situat în colțul din stînga sus. De la întrerupătorul general, curentul electric trece spre termostatul cu aer inclusiv, rezistența de încălzire a matriței inferioare, spre termostatul electromecanic inclusiv rezistența de încălzire a matriței superioare (poanson) și spre întrerupătorul transformatorului de sonerie. Atîta timp cît rezistențele electrice primesc curent, matrițele se încălzesc. Trecerea curentului prin rezistențele matrițelor este indicată de becurile de control verzi, situate la mijloc în partea stîngă a panoului. Cînd temperatura corpului matriței a crescut pînă la valoarea dorită și reglată dinainte, termostatele fiind sesizate de sondele respective, întrerup circuitul rezistențelor electrice și stabilesc circuitul becurilor roșii pentru controlul întreruperii, becuri situate la mijloc în parea dreaptă a panoului.

În felul acesta, încălzirea mai departe a matrițelor este oprită, ele încep deci să se răcească. Răcirea este semnalată, prin intermediul celor două sonde, termostatelor, care, datorită mecanismelor componente conectează din nou la rețea. Încălzirea începe iarăși, pînă la valoarea optimă stabilită, cînd termostatele vor întrerupe curentul electric.

Astfel, temperatura matrițelor se menține constantă, dînd posibilitatea confecționării unor piese de bună calitate.

Tot, în același scop, s-a urmărit menținerea timpului de închidere a matriței la o valoare

optimă şi constantă pentru toate piesele de acelaşi fel.

Pentru acest lucru s-a înzestrat tabloul cu o instalaţie de semnalizare sonoră. După cum s-a menţionat mai sus, de la întrerupătorul general rulul. Becul de semnalizare se va aprinde indicînd trecerea curentului prin acest circuit.

După ce timpul optim ales s-a scurs, acul indicator al ceasornicului închide circuitul secundar, prin cele două contacte situate pe cadran.

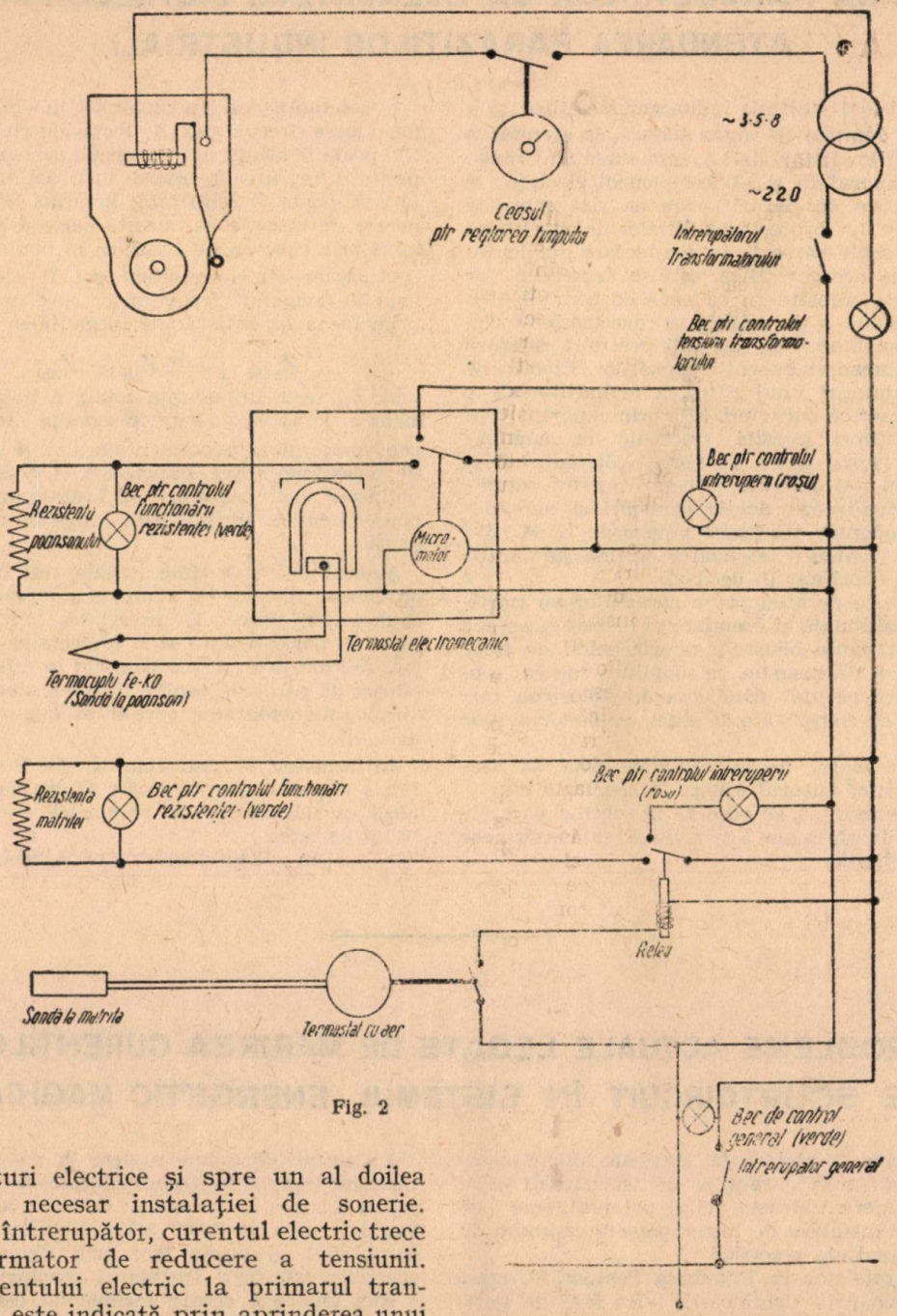


Fig. 2

pornesc legături electrice şi spre un al doilea întrerupător, necesar instalaţiei de sonerie.

De la acest întrerupător, curentul electric trece la un transformator de reducere a tensiunii. Prezenţa curentului electric la primarul transformatorului este indicată prin aprinderea unui bec de control verde, situat pe tablou în colţul din dreapta sus. În circuitul secundar de 3—5 sau 8 volţi se situiază, legate în serie, soneria de semnalizare şi contactele unui ceasornic mecanic.

Odată cu închiderea matriţei, muncitorul reglează acul indicator al ceasornicului în dreptul uneia din cifrele trecute pe cadran, cifră aleasă ca valoare optimă. Apoi închide circuitul primar al transformatorului, cu ajutorul întrerupătorului.

Astfel, soneria este pusă în funcţiune, semnalizînd momentul de scoatere a piesei din matriţă. Pentru oprirea funcţionării soneriei, se întrerupe circuitul primar al transformatorului cu ajutorul întrerupătorului din partea dreaptă de jos a tablozului. Acest întrerupător este folositor şi în timpul de pregătire a matriţelor, cînd închiderea circuitului electric la tabloului este necesară pentru încălzire, chiar dacă soneria nu trebuie să funcţioneze.

St. Cazan

ALEGEREA PARAMETRILOR LA ELEMENTELE FILTRELOR PENTRU ATENUAREA PARAZIȚILOR INDUSTRIALI

Problema ridicării calității radio-comunicațiilor și a radiodifuziunii depinde în mare măsură de atenuarea eficace a paraziților industriali a căror sursă sînt mașinile electrice, aparatele și alt echipament electric și rețelele purtătoare de paraziți care nu sînt echipate cu filtre speciale. La proiectarea filtrelor de suprimare a paraziților trebuie să se ia în considerare particularitățile specifice acestor filtre, care se deosebesc de filtrele obișnuite folosite în canalele de comunicație. Filtrele de atenuare a paraziților se conectează în circuitul rețelei purtătoare de paraziți pentru a micșora în aceasta tensiunea și curenții paraziților. Efectul de atenuare, cu ajutorul unui filtru, a oscilațiilor de o frecvență oarecare se caracterizează prin raportul tensiunilor (curenților) acestei frecvențe în conductele rețelei, în lipsa și în prezența filtrului. Diferiții autori au dat felurite denumiri acestui raport. In articol se analizează aceste denumiri și se recomandă să fie adoptat termenul propus de L. A. Fomenko și P. P. Ivanov: „atenuarea de inserție" a filtrului și să fie exprimat în decibeli.

Deoarece filtrele de atenuare a paraziților au particularitatea excepțională și esențială că nu este necesară asigurarea unor pante bruște a caracteristicii de frecvență a atenuării de inserție, se simplifică radical teoria acestor filtre ne mai fiind necesare folosirea formulelor, destul de complicate de altfel, ale cuadripolilor și filtrelor.

Analizînd domeniul de întrebuințare față de atenuarea de inserție, autorul ajunge la concluzia că:

a) nu este necesar să se recurgă la scheme complicate și filtrele de atenuare a paraziților se construiesc după scheme simple.

b) reactanța condensatoarelor în domeniul frecvențelor joase (frecvențele de lucru ale circuitului respectiv) poate fi făcută prin alegerea corespunzătoare a capacității lor, atît de mare, încît acțiunea lor de șuntare să poată fi neglijată; în urma acestui fapt atenuarea de inserție în această parte a gamei se determină prin căderea de tensiune în bobina de șoc;

c) parametrii elementelor pot fi aleși în așa fel încît în domeniul frecvențelor care urmează a fi suprimate, să fie satisfăcută inegalitatea (1).

$$Z_{ab(k-1)} \ll Z_{1k} \gg Z_{abk} \qquad (1)$$

unde Z_{1k} este impedanța totală a bobinei de șoc cu indicele k și Z_{nbk} este impedanța totală a ramurii condensatorului (a condensatorului și a sîrmelor lui de conexiune) între punctele a și b. Aceasta asigură obținerea unei atenuări de inserție mari și permite concomitent o simplificare radicală a formulelor de calcul.

Autorul arată ce date inițiale sînt necesare pentru proiectarea filtrelor de atenuare a paraziților, deosebind două cazuri tipice: 1) proiectarea filtrului pentru o sursă de paraziți dată și 2) proiectarea filtrului de rețea, destinat pentru a fi conectat în diferite rețele purtătoare de paraziți, pentru filtrarea schemelor de montare a conductoarelor care intră într-o încăpere ecranată, etc.

In încheiere se dau considerații teoretice și rezultatele obținute din încercări și din calcule legate de alegerea schemei și a parametrilor elementelor filtrului de rețea.

(Din „Electricestvo", nr. 3/1954, *D. N. Sapiro*).

PROBLEME ACTUALE LEGATE DE MĂRIREA CURENȚILOR DE SCURTCIRCUIT ÎN SISTEMUL ENERGETIC MAGHIAR

Odată cu formarea sistemului energetic unic a crescut simțitor valoarea curenților de scurtcircuit și a puterilor de rupere. Aceasta ridică noi probleme de dimensionare și instalare de întrerupătoare capabile de a întrerupe circuitele electrice.

Dezvoltarea rețelelor în Republica Populară Ungară se caracterizează prin următoarele cifre față de perioada antemergătoare eliberării țării:

lungimea rețelelor de tensiune joasă a crescut cu 75%

lungimea rețelelor de tensiune medie a crescut cu 75%.

lungimea rețelelor de tensiune înaltă a crescut cu 700%.

Astăzi 92,5% din puterea instalată este conectată în sistemul energetic.

Aceasta a făcut ca în prezent în rețeaua de 100 kV în multe părți să nu mai fie satisfăcătoare nici chiar întrerupătoarele de tipul OTKF cu o putere de rupere de 1 500 MVA.

Problemele legate de rețeaua de 120 kV sînt împărțite în trei subcapitole.

1. Curenții care iau naștere la un scurtcircuit trifazic nu trebuie să treacă dincolo de posibilitățile de rupere a noului întrerupător OTKF-2 500—120 cu o putere de rupere de 2 500 MVA. Limitarea curenților de scurtcircuit se poate face prin divizarea sistemului energetic sau prin instalarea reactorilor.

Nici una din aceste metode nu este de dorit. Se poate pune și problema construirii întrerupătoarelor cu o putere de rupere mai mare, dar este de remarcat că pînă în prezent nu s-au construit încă întrerupătoare cu o putere de rupere mai mare decît 4 000 MVA

Dezvoltarea sistemului energetic va duce mai tîrziu la o altă soluție, aceea a adoptării tensiunii de 220 kV.

Este de remarcat însă că, introducerea acestei tensiuni, numai din considerente de scurtcircuit, nu este economică.

2. Punerea la pămînt a unei faze. Avantajele rețelei de înaltă tensiune puse direct la pămînt a făcut ca în 1948 în R. P. Ungară să se adopte acest sistem. Punerea directă la pămînt are însă și un dezavantaj:

aceea că orice punere la pămînt a unei faze înseamnă un scurtcircuit. Acest dezavantaj poate fi îndepărtat numai prin introducerea reanclanşării automate a întrerupătoarelor.

3. Eficacitatea punerii la pămînt a reţelei de înaltă tensiune. Şase ani de exploatare a reţelei puse direct la pămînt a arătat în ce măsură poate fi slăbită punerea la pămînt, fără a micşora avantajele acestuia.

O punere la pămînt eficace se poate realiza prin punerea la pămînt a tuturor punctelor neutre (punct zero) ale transformatoarelor sau prin introducerea unei bobine de reactanţă între nulul transformatorului şi pămînt. Aceste două posibilităţi sînt în curs de cercetare.

Problemele legate de reţelele de tensiune medie se tratează de asemenea în trei subcapitole:

1. Reactoarele fără miez de fier constitue mijlocul cel mai eficace de limitare a curenţilor de scurtcircuit.

Aplicarea acestor bobine la generatoare sau transformatoare de alimentare nu este economică. Mult mai bună este secţionarea barelor colectoare cu ajutorul acestor bobine. Rezolvarea cea mai economică o dă de obicei, aplicarea bobinei de reactanţă la liniile de alimentare.

2. Siguranţele sînt una din cele mai eficace şi mai economice mijloace de protecţie a reţelelor. Totuşi este de remarcat că siguranţele de fabricaţie indigenă nu sînt încă întru totul mulţumitoare.

3. Alte probleme ale reţelei de tensiune medie din punct de vedere al scurtcircuitărilor mai sînt:

Stabilitatea dinamică şi termică a transformatoarelor, stabilitatea dinamică a conductoarelor (reţelei) şi creearea unei baze proprii pentru verificarea practică a puterii efective de rupere a întreruptoarelor şi a siguranţelor şi determinarea stabilităţii dinamice şi termice efective a transformatoarelor, bobinelor de reactanţă etc.

In cadrul problemelor teoretice actuale legate de protecţia reţelei se arată că dezvoltarea părţii de protecţie a reţelelor a rămas mult în urmă faţă de dezvoltarea generală a sistemului energetic din R. P. Ungară. Este necesară introducerea protecţiei de înaltă frecvenţă. In ceea ce priveşte reţelele de tensiune medie este de remarcat că desvoltarea protecţiei pentru reţelele închise, cele mai conomice, rămîne de asemenea în urmă.

Este de remarcat că sistemul de 100—120 kV, care este echipat cu o protecţie selectivă modernă, asigură o înaltă securitate şi o foarte bună continuitate a alimentării cu energie tocmai atunci cînd ea este închisă în inel.

Protecţia trebuie să fie: 1) rapidă şi 2) să asigure în orice condiţii selectivitatea.

Imbunătăţirea protecţiei reţelelor duce la investiţii în plus pentru industria producătoare de energie electrică, dar asigură avantaje diferitelor ramuri ale industriei naţionale.

In cadrul problemelor actuale ale automatizării sistemului energetic din R. P. Ungară, autorul arată că prima condiţie a automatizării este realizarea unui sistem de protecţie care să funcţioneze rapid şi selectiv fără nici o excepţie. Mai departe se tratează probleme principiale ale reanclanşării automate în cazul punerii la pămînt a unei faze şi în cazul scurtcircuitelor trifazice.

Alte probleme legate de automatizare mai sînt: anclanşarea automată a rezervei, reducerea automată a sarcinii în cazul micşorării frecvenţei, reglarea automată a excitaţiei.

(Din „Elektrotechnika", nr. 9/1954. Budapesta, doctor în ştiinţe tehnice, *Vajta Miklos*).

INCERCAREA TRANSFORMATOARELOR DE FORŢA LA IMPULSURI

Incercarea transformatoarelor la impulsuri este necesară din două puncte de vedere: pentru coordonarea nivelului de izolare şi pentru îmbunătăţirea calităţii transformatoarelor.

Deoarece încercarea se face pe faze iar în exploatare toate trei fazele pot fi supuse unui impuls cu front abrupt, este necesară studierea condiţiilor în care decurg fenomenele în timpul încercărilor.

Schemele de încercare sînt două:

1. Dacă transformatorul este cu neutrul pus la pămînt, faza care se încearcă se conectează la generatorul de impulsuri, celelalte două faze rămînînd libere iar între nul şi pămînt se leagă o impedanţă auxiliară necesară măsurătorilor.

2. Dacă transformatorul are neutrul izolat, generatorul de impulsuri se leagă la faza care se supune încercării iar capetele celorlalte două faze se unesc între ele. Impedanţa auxiliară se leagă între pămînt şi punctul comun a celor două faze care nu se încearcă.

In timpul încercărilor este nevoie să se studieze :

a) în ambele cazuri mai sus arătate care este diferenţa dintre repartizarea tensiunilor între aplicarea impulsurilor deodată la una, două şi trei faze.

b) în cazul transformatorului cu neutrul izolat în ce măsură influenţează punerea la pămînt repartizarea tensiunilor în faza supusă încercării.

c) în cazul transformatorului cu neutrul izolat care este solicitarea celorlalte două faze.

Pentru verificarea practică a repartizărilor tensiunilor şi comportarea diferitelor faze s-au făcut mai multe încercări.

S-a măsurat repartizarea tensiunilor în diferite momente în cazul impulsurilor pe una, două şi trei faze. S-a observat o oarecare creştere în timp a tensiunii pe diferite spire în cazul impulsurilor aplicate unei faze şi impulsurilor aplicate la două faze.

In cazul aplicării impulsurilor la toate trei fazele tensiunea poate ajunge după un timp oarecare. la spirele mai îndepărtate de punctul neutru, la o valoare chiar mai mare decît aceea pe care a avut-o punctul neutru în momentul iniţial.

Incercările dovedesc că repartizarea tensiunilor depinde de numărul de faze care sînt supuse impulsurilor, totuşi rezultatele nu sînt de aşa natură încît să poată schimba simţitor izolarea spirelor.

Tensiunea punctului neutru depinde şi ea de numărul de faze care sînt supuse impulsurilor. Cînd toate trei fazele sînt legate la generator, tensiunea după un timp oarecare poate ajunge la 110% din valoarea tensiunii aplicate.

Incercările au fost făcute atît cu impulsuri retezate cît şi cu impulsuri neretezate.

In continuare articolul dă rezultatele încercărilor prezentînd totodată şi o serie de oscilograme.

(Din „Elektrotechnika", nr. 9/1954, Budapesta, *Csernátory-Hoffer Andras, Elek András, Garady György*).

REACTANȚELE TRANZITORII LA MAȘINILE SINCRONE CU ROTOR MASIV

După ce se trec pe scurt în revistă fenomenele care au loc în generatorul sincron care merge în gol și este supus unui scurtcircuit trifazic, se arată cum se calculează reactanțele tranzitorii. Autorul remarcă faptul că în cazul generatorului cu rotor masiv, unde curenții turbionari sînt incomparabili mai mari, procesele au o dezvoltare deosebită față de generatoarele cu rotor în tole.

Se studiază fenomenele care au loc în rotorul masiv în cazul rotorului fără înfășurare de excitație iar apoi se ia în considerare și această înfășurare. Se arată apoi cum se pot determina teoretic impedanțele rotorului masiv în diferite regimuri de funcționare.

In continuare se determină și fenomenele care au loc în statorul mașinii.

Studiul efectuat arată că în cazul generatoarelor sincrone cu rotoare masive, impedanța supratranzitorie, care poate fi determinată din valoarea maximă a componentei aperiodice, este egală cu impedanța mașinii cînd rotorul este calat și are o alimentare trifazică. Constanta de timp a componentei aperiodice se determină cu o exactitate destul de mare prin raportul dintre reactanța impedanței de mai sus și rezistența activă a statorului.

Componenta periodică poate fi descompusă într-o infinitate de alte componente care descresc după funcții exponențiale. Din această cauză descompunerea în curent tranzitoriu și subtranzitoriu este doar aproximativă iar soluția nu este unică.

De aceea este mai recomandabil ca valoarea inițială a componentei periodice să se determine din valoarea componentei aperiodice decît din extrapolarea la t = o a înfășurătoarei componentei periodice.

Studiul a fost făcut în condiția că permeabilitatea este constantă. Din această cauză rezultatele sînt calitative.

In încheierea articolului se dă un exemplu de calcul.

(Din „Elektrotechnika", nr. 9/1954, Budapesta, *Tuschak Robert*).

CRONICA

COMUNICARE DESPRE LUCRĂRILE SESIUNII A XI-a A COMISIEI TEHNICE A ORGANIZAȚIEI INTERNAȚIONALE DE RADIO

Reuniunile Comisiei s-au ținut la Praga de la 30 noiembrie la 10 decembrie 1954. Au luat parte la lucrări reprezentanții organizațiilor de Radiodifuziune din 19 țări din Europa și Asia, precum și un reprezentant al Uniunii Internaționale de Telecomunicații (U.I.T.), Dl. Hayes locțiitor de director al Comisiei Consultative Internaționale de Radio (C.C.I.R.).

Sesiunea XI-a a examinat și discutat 20 de chestiuni, printre care o seamă de referate științifice și tehnice cuprinzînd un cerc vast de probleme de televiziune, complexe de aparate de studio, radiodistribuție, dispozitive de emisiune și propagare a undelor ultrascurte. De asemenea s-au ascultat o seamă de comunicări despre rezultatul lucrărilor unei conferințe tehnice internaționale la care a luat parte și Organizația Internațională de Radio. Dintre referatele prezentate trebuie relevate următorele:

— Standardizarea unor parametri în emisiunile de televiziune;

— Normele admise pentru distorsiunile liniare într-un canal de televiziune;

— Explorarea cu ajutorul spotului volant și transmiterea imaginilor epidiascopice (în probleme de televiziune);

— Echipamentul tehnic al Casei Radiodifuziunii București;

— Dispersarea sunetului în sălile de concert și posibilitatea măsurării ei;

— Măsurarea distorsiunilor în canalele de radiodifuziune și de înregistrare sonoră (Comisia aparate de studio);

— Telemăsuri ale parametrilor liniilor de radiodistribuție;

— Ameliorarea parametrilor calitativi cu amplificatorii de radiodistribuție.

— O teorie a propagării undelor ultra-scurte la distanțe foarte mari.

Referatele examinate de sesiunea XI dovedesc dezvoltarea rapidă a gîndirii teoretice și progresul în domeniul tehnicii radiodifuziunii și televiziunii, în țările membre ale Organizației Internaționale de Radio.

După ascultarea referatelor s-a desfășurat un amplu schimb de păreri, la un înalt nivel științific și tehnic. Referatele și discuțiile au adus o contribuție prețioasă la teoria și practica tehnicii radiodifuziunii și televiziunii.

Lucrările sesiunii XI-a au fost precedate de lucrările celor 3 grupe de studii în materie de radiodistribuție, de aparataj electroacustic de studio și de televiziune. La lucrările grupelor au luat parte cunoscuți specialiști din țările membre ale Organizației Internaționale de Radio. Grupele au elaborat o serie de importante propuneri și deziderate avînd ca scop utilizarea practică a lucrărilor Comisiei Tehnice de către Radiodifuziunile membre ale Organizației Internaționale de Radio și lărgirea schimbului de păreri cu organizațiile de Radio, interesate și cu specialiștii din diverse țări.

Sesiunea XI-a a Comisiei Tehnice a depus o activitate mare în probleme concrete ce prezintă un interes practic pentru membrii Organizației Internaționale de Radio. Activitatea Comisiei contribuie la dezvoltarea colaborării internaționale a Organizației Internaționale de Radio în domeniul tehnicii radiofonice și televiziunii.

Sesiunea XI-a a Comisiei Tehnice a Organizației Internaționale de Radio e caracterizată de o amicală înțelegere reciprocă și de dorința tuturor participanților ei de a spori și mai mult nivelul activității întregii Organizații, în interesul membrilor săi, a colaborării dintre popoare, al progresului radiotehnicii și al punerii ei în serviciul păcii.

CONSFĂTUIRE PRIVIND PRODUSELE ELECTROTEHNICE DE LARG CONSUM

La 15 decembrie a.c. a avut loc o consfătuire cu privire la calitatea şi sortimentele produselor electrotehnice de larg consum, organizată de secţiile de electricitate ale Consiliului Central A.S.I.T. şi Filialei Regionale A.S.I.T. Bucureşti.

Au luat parte ingineri şi tehnicieni din întreprinderile electrotehnice şi de instalaţii, institutele de studii şi cercetări departamentale, precum şi delegaţi ai C.S.P., Ministrul Comerţului Interior ş.a.

In prima parte a consfătuirii s-au citit cinci referate. Primul referat a privit în ansamblu problema producerii bunurilor electrotehnice de larg consum. Celelalte referate s-au ocupat de produsele electrotehnice de uz casnic, aparatajul pentru instalaţii, lămpi şi corpuri de iluminat precum şi de produse radiotehnice.

S-a constatat la această consfătuire că sortimentele şi cantitatea de produse electrotehnice s-au dezvoltat mult în cursul acestui an. In anul 1954 s-au pregătit pentru punerea în fabricaţie şi s-a trecut le fabricaţia unui număr de circa 200 de produse noi. Un mare număr de aparate de radio au fost produse în aceeaşi perioadă. Dar deşi numărul sortimentelor a fost mult mărit, punerea în fabricaţie a unora din ele s-a făcut în condiţii tehnice nesatisfăcătoare, din cauza lipsei de pregătire tehnică a produselor respective. De aceea calitatea lor nu a corespuns posibilităţilor pe care le are tehnica actuală; de asemenea lipsuri evidente au existat şi în aspectul exterior al produselor. Creşterea mare a cantităţilor produse nu a asigurat totuşi, în unele cazuri, acoperirea nevoilor crescinde ale oamenilor muncii. O însemnată lipsă arătată este şi preţul ridicat al produselor electrotehnice de uz casnic.

Din referatele prezentate şi într-o mare măsură din discuţiile ce au avut loc, a reieşit necesitatea concentrării eforturilor pentru îmbunătăţirea calităţii produselor, ieftinirea lor precum şi pentru asigurarea unei producţii ritmice.

Rezoluţia adoptată la consfătuire face ministerelor, organizaţiilor centrale şi întreprinderilor industriale o serie de recomandări pentru îmbunătăţirea sortimentelor, studierea în colaborare de către M.E.E.I.E. şi Ministerul Comerţului Interior a sortimentelor ce trebuie asimilate şi stabilirea ordinei de urgenţă a acestora.

Printre altele este necesară fabricarea în ţară a pieselor de radio. De asemenea să se pună pe baze tehnico-ştiinţifice producerea de corpuri de iluminat atît pentru uz casnic cît şi pentru iluminatul public şi industrial.

Cantitatea de produse trebuie să fie sporită prin extinderea montajului pe bandă la principalele întreprinderi electrotehnice, introducerea unor utilaje de mare productivitate la fabricile de becuri, prin adoptarea unor construcţii şi tehnologii avansate.

Pentru îmbunătăţirea calităţii produselor s-a recomandat întărirea autorităţii controlului tehnic în întreprinderi, încadrarea cu personal calificat şi dotarea cu aparatele de control necesare. Este necesar să se ia măsuri pentru înlocuirea utilajului uzat sau necorespunzător şi dublarea sculelor la reperele cheie. De asemenea s-a găsit necesară dotarea laboratoarelor întreprinderilor cu utilajul necesar încercării materialelor folosite precum şi înfiinţarea unui laborator fotometric la „Electrobanat" principala întreprindere producătoare de corpuri de iluminat.

Tot pentru îmbunătăţirea calităţii unor produse s-a arătat că ar fi necesară îmbunătăţirea calităţii pieselor ceramice produse de întreprinderea „Electroceramica" şi producerea de către I.C.P.E.T. pe scară semi industrială a unor piese de steatită urmînd să fie introduse mai tîrziu în producţia întreprinderii „Electroceramica". Intreprinderea „Radio Popular" va trebui să producă condensatori de antiparazitare, iar întreprinderile „Electrofar" şi „Steaua Electrică" să îmbunătăţească calitatea becurilor prin folosirea unor materiale corespunzătoare şi mai ales o bună execuţie. O mare importanţă trebuie să se acorde ridicării calificării muncitorilor şi tehnicienilor şi întăririi răspunderii pentru buna calitate.

S-a recomandat M.I.M.C.M., M.I.U. şi M.I.Ch. să ia măsuri pentru furnizarea în cantităţile şi calităţile necesare a benzilor de materiale neferoase, a materialelor arcuitoare, a clemei în formă de gură Bz8, aliaj Al Si Cu, piese de ceramică refractară, tablă de ambutisaj, sîrmă de crom nichel, ţesături pentru filtrul aspiratorului de praf şi pentru sacul rezistenţei la perna electrică, tub flexibil de cauciuc armat cu spirală metalică pentru aspiratorul de praf precum şi praful de presare pentru mase plastice.

S-au făcut şi propuneri de înfrumuseţare a aspectului produselor, printre altele şi printr-o rodnică colaborare cu C.S.A.C.

Pentru reducerea preţului de cost s-a propus reducerea consumului de materiale deficitare sau scumpe sau înlocuirea acestora cu altele, precum şi mecanizarea producţiei la produsele de serie mare şi mijlocie şi folosirea utilajelor cu productivitate ridicată.

S-au mai făcut şi propuneri de măsuri pentru mărirea numărului de ateliere de reparaţii radio, pentru sprijinirea tehnică a acestora prin trimiterea de scheme şi instrucţiuni şi organizarea de cursuri cu reparatorii.

La realizarea acestor măsuri cercurile A.S.I.T. ale întreprinderilor interesate sînt chemate să contribuie activ prin studierea şi propunerea măsurilor tehnico-organizatorice menite să elimine strangulările în producţie, a celor mai potrivite procese tehnologice pentru creşterea producţiei şi productivităţii muncii. Cercurile A.S.I.T. să îmbogăţească tematicile de inovaţii cu teme privind îmbunătăţirea produselor electrotehnice de larg consum şi reducerea preţului de cost al acestora, să participe efectiv la ridicarea calificării muncitorilor şi tehnicienilor care lucrează la astfel de produse.

CONSFĂTUIREA DELA TIMIŞOARA A LUCRĂTORILOR DIN INTREPRINDERILE DE TRANSPORT ÎN COMUN CU TRAMVAIELE

Intre 10 şi 13 noiembrie 1954 la Timişoara a avut loc o consfătuire a lucrătorilor din transportul în comun cu tramvaiele, convocată de Ministerul Gospodăriei Comunale şi Industriei Locale. La această consfătuire au luat parte reprezentanţi ai colectivelor de muncitori, tehnicieni şi ingineri din toate oraşele din ţară unde circulă tramvaie.

Ordinea de zi a acestei consfătuiri, prima pe ţară de altfel, a căutat să atingă problemele cele mai acute ale transportutului orăşenesc şi anume, economia de energie electrică, standardizarea motoarelor şi a pieselor de schimb pentru tramvaie, curenţii de dispersie şi lupta împotriva lor, frînele la tramvaie, probleme de cale şi de tehnica securităţii muncii.

Rezoluţia consfătuirii, elaborată în cele 3 colective de lucru a precizat toate problemele care stau în faţa lucrătorilor din întreprinderile de transport în comun cu tramvaie şi a indicat metodele de rezolvare a acestor probleme.

Referatul ing. Hardt M. care a avut ca temă „Caracteristicile motorului de tracţiune, calculele de tracţiune şi problema demarajului la vagoanele de tramvai", a arătat cum se folosesc caracteristicile electromecanice ale motoarelor de tramvai ce se primesc de la fabrica constructoare în exploatarea tramvaielor. Intrucît aceste caracteristici nu pot fi folosite în forma initială, ele se recalculează la janta roţilor motoare ale vagonului devenind curbe care dau relaţia între viteză, randament şi forţa de tracţiune în raport cu curentul motorului.

Referatul arată necesitatea recalculării curbelor motorului de tracţiune în cazul : a) schimbării raportului de transmisie al reductorului sau al diametrului roţilor; b) schimbării tensiunii în reţeaua de contact şi c) schimbării excitaţiei motorului.

Cum ultimul caz nu apare deloc în exploatarea tramvaielor, referatul se opreşte amănunţit numai asupra primelor două cazuri care cer recalcularea curbelor.

Arătînd rolul important pe care îl joacă aderenţa în circulaţia vagoanelor şi cum poate fi ea îmbunătăţită, referatul se opreşte asupra calculelor de tracţiune făcînd o amplă prezentare a lor şi arătînd cum se construiesc curbele vitezei, timpului şi curentului în functie de spaţiu, curbe care stau la baza calculelor de tracţiune.

Acest lucru este atît mai important cu cît actualmente calculele de tracţiune nu se folosesc deloc în exploatarea tramvaielor. Ori calculele de tracţiune stau, în cazul proiectării, la baza calculului alimentării cu energie a liniilor, a determinării puterii ce trebuie instalată la substaţii şi a locului unde se amplasează aceste substaţii. In cazul materialului rulant, cu ajutorul calculelor de tracţiune pot fi aleşi parametrii cei mai convenabili ai materialului rulant, se poate determina puterea motoarelor de tracţiune şi încălzirea acestor motoare şi să se verifice cum se comportă pe o linie cu un profil dat un vechicul electric.

Ultima parte a referatului tratează problema demarajului la vagoanele de tramvai. Această problemă este importantă pentru exploatarea tramvaielor nu numai pentrucă în rezistenţele de demarare sînt aproximativ 11% pierderi de energie electrică, pierderi care ar putea fi micşorate, dar şi pentrucă o demarare corectă, rapidă, ne asigură o lansare mare şi un mers economic al vagonului pe traseu.

Referatul ing. Turbuţiu Gh. tratează „Regimul energetic de lucru optim la tramvaie, căile şi metodele de economisire a energiei electrice; regmiul optim de economisire a energiei electrice; regimul optim de funcţionare pe linie a motoarelor electrice de tracţiune".

Economia de energie electrică la tramvaie, este de cea mai mare importanţă deoarece tramvaiul electric este unul dintre cei mai mari consumatori de energie electrică. Deşi consumul de energie pe ţară, pentru tramvaie, se ridică la zeci de milioane de kWh (aproximativ 80.000.000 kWh) problema economisirii de energie electrică nu a fost pînă acum suficient atacată. Ori reducerea cu numai 1—2% a consumului de energie la tramvaie poate elibera cantităţi considerabile de energie electrică pentru alte cerinţe ale economiei naţionale.

Intrucît posibilităţile de economie de energie la tramvaie decurg mai ales din stabilirea unui regim optim de conducere a vagonului, deci al unui regim optim de funcţionare a motoarelor electrice de tracţiune, ing. Turbuţiu analizează mai pe larg condiţiile de funcţionare pe linie ale acestor maşini.

O analiză a cheltuielilor energiei electrice pentru tracţiune, dată în referat, arată următoarea repartizare.

Pierderi în substaţie (inclusiv serviciile auxiliare)	6%
Energia folosită pentru tracţiunea propriu zisă	58%
Energia folosită pentru iluminat şi încălzit	3%
Pierderi în rezistenţele de demaraj	11%
Pierderi în reţeaua de contact	5,5%
Pierderi în cablul de întoarcere	3,5%
Pierderi în cablul de alimentare (fideri)	2,0%
Pierderi în motoare	10%
Pierderi în şine	1%
	100%

Referatul analizează pe rînd posibilităţile de micşorare a consumului de energiei şi a pierderilor indicînd şi măsurile practice ce trebuie luate pentru aceasta.

Intrucît consumul cel mai mare din tabela de mai sus este consumul de energie pentru tracţiunea propriu zisă, aici se pot face reduceri însemnate. In referat se arată că în prezent manipulanţilor nu li se dau indicaţiuni de felul cum se poate conduce vagonul în mod economic, chiar mai mult, problema nefiind bine cunoscută nici de corpul tehnico-inginerese, ea este aproape complet igorată.

Calculul şi experienţele făcute de referent arată, că faţă de regimul optim de conducere, folosit de un număr foarte restrîns de manipulanţi, o conducere neraţională duce la un supraconsum de energie de 25—35%.

Se analizează amănunţit cele 5 faze ale regimului de lucru al vagonului pe linie (demaraj, mers pe caracteristica naturală, lansare, frînare, staţie).

Aceste faze sînt analizate teoretic şi practic pe interstaţii de 250—320 şi 400 m.

Se face o comparare a diferitelor regimuri de funcţionare a motoarelor pe linie şi se arată regimul optim de lucru în cazurile mersului pe rampă şi a mersului în urmărire (vagon după vagon). Se arată influenţa stării căii de rulare, a reglajului frînelor şi stării generale a pieselor de rulare şi influenţa raportului de transmisie asupra căruia referentul se opreşte mai pe larg.

In încheiere se dau rezultatele obţinute din încercări făcute pe liniile de tramvai din Bucureşti, încercări care confirmă pe deplin rezultatele obţinute din calculele teoretice.

Aceste referate au meritul de a pune în discuţia largă a lucrătorilor din transporturile orăşeneşti pentru prima oară în ţara noastră problema folosirii calculelor de tracţiune în proiectarea şi exploatarea

tramvaielor şi problema, mult mai importantă în situaţia actuală, a reducerii consumului de energie.

In referatul tov. ing. Dragomirescu I. intitulat: „Problema standardizării în tracţiunea electrică orăşenească" este menţionat că întreprinderile de transport oraşenesc au întîmpinat în exploatare foarte mari greutăţi rezultate din lipsa pieselor de schimb necesare vehiculelor, căilor ferate şi reţelelor electrice de tracţiune. Numărul exagerat de mare de tipuri de piese de schimb, care se cer însă în cantităţi mici, a făcut ca de cele mai multe ori întreprnderile metalurgice din sectorul republican, să refuze primirea comenzilor respective, executarea acestora fiind neeconomica (cazul motoarelor şi angrenajelor de tramvai şi ale bandajelor de roţi). Din această cauză întreprinderile de transport au fost nevoite să-şi execute singure unele piese de schimb, deşi acestea reveneau la preţuri mari şi erau deseori nesatisfăcătoare din punct de vedere cantitativ şi calitativ.

Pentru înlăturarea acestor dificultăţi este necesar să se reducă la minimum numărul tipurilor de piese de schimb folosite în întreprinderi, astfel încît fiecare tip de piesă să se poată executa în cantităţi cît mai mari.

Rezultă că în viitor trebuie să se dea o atenţie deosebită normării şi standardizării în sectorul de transport orăşenesc, cu atît mai mult cu cît în R.P.R. acest sector se caracterizează în prezent printr-o foarte pronunţată diversitate a tipurilor de vehicule, de instalaţii aferente şi de piese de schimb.

Referentul analizează situaţia standardizării în domeniile tracţiunii electrice orăşeneşti (terminologia, reţele, substaţiile electrice de transformare, calea, materialul rulant, etc.) şi prezintă propuneri pentru rezolvarea acestor probleme.

De problema „tipizării motoarelor de tramvai la tensiunea de 550—600 V" s eocupă referatul tov. ing. Dimescu.

Această problemă este importantă pentru întreprinderile de tramvaie din provincie unde tensiunea în reţea este de 550 V faţă de tensiunea standard, adoptată şi în Bucureşti, de 750 V. In aceste oraşe există o diversitate de tipuri de motoare care provoacă mari greutăţi în exploatare şi întreţinere, multe din aceste motoare fiind relativ vechi şi lipsite de piese de rezervă.

Pînă la trecerea întregului parc de tramvaie din oraşele de provincie la tensiunea standard de 750 V este necesară construirea unui tip unic de motor de tracţiune cu tensiunea 550 V care să poată fi folosit în toate oraşele de provincie (chiar şi în cele cu ecartament îngust) şi care să poată astfel rezolva problema cea mai grea pentru întreprinderile de transport din provincie, lipsa unui motor de tracţiune care să poată înlocui motoarele vechi scoase din uz.

Această problemă merită să stea în atenţia inginerilor noştri proiectanţi de maşini electrice, deoarece ea mai prezintă o latură interesantă şi anume folosirea acestui motor de 550 V sau a pieselor componente, în perioada trecerii transportului orăşenesc din provincie la tensiunea standard 750 V şi după introducerea definitivă, a acestei tensiuni.

Inginerul Ion Diniţă a prezentat conferinţei două referate foarte documentate. Primul este intitulat „Problema curenţilor vagabonzi (curenţii de dispersie)" şi arată cum trebuie atacată problema curenţilor vagabonzi. Se arată schemele posibile de circulaţie a curentului într-o reţea de tramvaie.

In referat sînt prezentate amănunţit măsurile ce trebuie luate pentru reducerea acţiunii curenţilor vagabonzi iar pentru sistematizare autorul împarte expunerea în trei părţi şi anume:

a) măsuri asupra reţelei de şini;
b) măsuri asupra cablurilor de întoarcere şi
c) măsuri asupra instalaţiilor de alimentare

Se menţionează că supravegherea reţelei de tracţiune şi a canalizaţiilor metalice subterane, în ceea ce priveşte acţiunea curenţilor vagabonzi, trebuie să fie continuă. Se dă un plan pentru a se uşura această acţiune şi se arată verificările de control mai importante care trebuie să se execute în cadrul unei întreprinderi de tramvaie, în presupunerea că există aparatajul necesar. In referat se dă o descriere a aparatelor folosite pentru măsurarea curenţilor vagabonzi. In încheiere se fac unele consideraţiuni asupra reţelei de tramvai din Bucureşti şi se dau extrase din rezoluţia consfătuirii organizate de Consiliul Central A.S.I.T. în noiembrie 1953 privind coroziunea reţelelor subterane prin curenţii de dispersie.

Al doilea referat al tov. ing. I. Diniţă a făcut parte din tema generală „Protecţia muncii în întreprinderile de tramvaie" şi este intitulat „Lupta împotriva vaporilor de mercur la substaţiile de tracţiune".

Această problemă este actuală în substaţiile de alimentare cu energie a reţelei de tramvaie care folosesc redresorii de mercur pentru transformarea curentului alternativ în curent continuu.

Ing. D. Marinescu a prezentat conferinţei un referat în cadrul temei „Sisteme de frînare la tramvaie". Referatul se intitulează „Frînarea electrică reostatică" şi arată cum se poate folosi acest mod de frînare folosit curent în U.R.S.S., la parcul de tramvaie din R.P.R.

Avînd în vedere că frînarea electrică, cu excepţia unor vagoane destul de puţine la număr (în oraşul Timişoara), nu este folosită deloc la noi în ţară şi problema în general nu este cunoscută nici de personalul tehnico-ingineresc din exploatarea tramvaielor, referentul se opreşte amănunţit asupra părţii teoretice prezentînd cu această ocazie şi realizările din U.R.S.S. în acest domeniu. Intrucît problemele de scheme şi de stabilitate electrică a acestor scheme sînt problemele cele mai grele, în referat se analizează diversele tipuri de scheme folosite sau propuse a fi folosite pentru frînarea electrică (reostatică) a tramvaielor. De asemenea aceste scheme sînt analizate şi din punct de vedere a stabilităţii electrice

In partea doua a referatului se dau metodele de calcul şi problemele teoretice ce se pun în acest domeniu. Se analizează diagrama de frînare electrică reostatică şi schema de frînare folosită la vagonul nou de mare capacitate şi viteză sporită dat recent în exploatare în Bucureşti. Se face o comparaţie între diversele sisteme de frînare (manuală, pneumatică şi electrică) şi se analizează şi punctele comune ale frînării reostatice cu frîna electrică recuperativă.

* * *

Intrucît transportul în comun ridică astăzi numeroase probleme de mare importanţă şi din care menţionăm, economia de energie şi metodele de realizare a acestei economii, proiectarea şi construcţia unui motor de tracţiune de 750 V, capsulat, de turaţie mare (1.000—1.200 rot/min) şi greutate mică, proiectarea unui motor de tracţiune de 550 V, automatizarea comenzilor la tramvaie, la substaţii, electrificarea macazelor, electrificarea întreţinerii şi construcţiei căii (sudarea şinelor) etc. probleme ridicate în rezoluţia primei consfătuiri pe ţară a lucrătorilor din tramvaie sperăm că cititorii îşi vor spune părerea în paginile revistei şi vor ajuta colectivele de muncitori tehnicieni şi ingineri în rezolvarea cît mai rapidă a acestor probleme

Lucrările Institutului energetic din Moscova „V. M. Molotov", decorat cu ordinul Lenin. Fascicula XIV. Bazele teoretice ale electrotehnicii. (Trudî Moskovskogo ordena Lenina energetic skogo Instituta imeni V. M. Molotova. Vîpusc XIV. Teoreticeskie osnovî electrotehniki). Moscova, *Gosenergoizdat*, 1953, 216 pag., 105 fig., *I.D.T., B—23736.*

Cartea face parte din seria de publicații a lucrărilor Institutului energetic din Moscova „V. M. Molotov" și cuprinde lucrări din teoria circuitelor electrice și din teoria cîmpului electromagnetic, însoțite de numeroase exemple de calcul.

Cartea, dedicată memoriei savantului K. A. Krug, se adresează tehnicienilor și inginerilor care se ocupă cu problemele de electrotehnică.

Cuprinsul: Calculul cuadripolilor după tensiunile date (impulsuri) de intrare și ieșire. Ecuațiile proceselor electromagnetice transzitorii în sistemul cu două mașini sincrone legate prin linii de transmisie. Metodica expunerii capitolului „Fenomenele tranzitorii în circuitele cu parametrii concentrați la cursul „Bazele teoretice ale electrotehnicii". Releu magnetic de tip fără contact. Trigger magnetic în contratimp. Metoda simplă de determinare a conductanțelor mutuale ale unui cuadripol. Despre legătura dintre coeficienții A, B, C, D și diferiților cuadripoli simpli formați din același circuit cu patru noduri și despre caracteristica completă a acestui circuit. Observații referitoare la electrotehnica teoretică. Sfera feromagnetică într-un cîmp magnetic variabil. Cîmpuri electromagnetice în medii neliniare. Dispozitiv pentru determinarea proprietăților electromagnetice ale solurilor. Calculul reducerii cantității de apă în cazul acțiunii electroosmotice. Calculul cîmpurilor electrice pentru unele probleme ale încălzirii de înaltă frecvență. Magnetizarea barelor magnetodielectrice de secțiune dreptunghiulară. Calculul și modelarea electrofiltrației în medii anizotrope.

TRENKMANN E.: Teoria, construcția și calculul mașinilor de curent continuu. (Theoria, Konstruktion und Berechnung der Gleichstrommaschinen). Lipsca, *Fachbuchverlag*, 1954, 358 pag., 367 fig., *I.D.T., B—26665.*

Se precizează noțiunile de lucru mecanic și energie, se expun legile fundamentale din magnetism și electricitate și se descriu părțile principale ale unei mașini electrice de curent continuu.

Se dezvoltă teoria mașinilor de curent continuu, începînd cu producerea forței electromotoare și continuînd cu calculul mărimilor electrice și mecanice, cu excitația, cu pierderile și randamentul mașinilor electrice și cu încălzirea și mersul lor în gol și în sarcină. In continuare se tratează bobinajele mașinilor, proprietățile lor de exploatare, încercările mașinilor de curent continuu și elemenetele mașinilor. Ultima parte a cărții tratează despre calculul mașinilor de curent continuu, indicînd cum se face dimensionarea elementelor principale și a bobinajelor de excitație și determinarea pierderilor, randamentului și încălzirii și încheind cu cîteva exemple de calcul.

Lucrarea este de nivel mediu.

KOTELNIKOV V. A. și NIKOLAEV A.M.: Bazele radiotehnicii. Partea a doua. (Osnovî radiotehniki. Ciast II). Moscova, *Sviazizdat*, 1954, 308 pag., 259 fig., *I.D.T., B—26499.*

Partea a doua a cursului se ocupă cu explicarea proceselor care se petrec în circuitele electronice care cuprind elemente neliniare. Se examinează amplificatoarele de tensiune continuă sau alternative. limitatoarele, releele electrotehnice și generatoarele de relaxare, generatoarele de oscilație sinusoidale precum și procesele de modulare, detectare și schimbare a frecvențelor.

Cursul este propiat pentru școlile tehnice superioare și facultățile electrotehnice.

Cuprinsul: rezistențe neliniare în schemele fără inerție limitatoare; amplificatoare de tensiune continuă; rezistențe neliniare în schemele cu tensiuni alternative mici, amplificarea oscilațiilor mici, trecerea prin cele mai simple montaje amplificatoare liniare de oscilații sinusoidale și de impulsuri; relee electrice cu amplificatoare; generatoare de relaxare cu amplificatoare; relee și generatoare de relaxare cu rezistențe neliniare care au în caracteristica tensiune-curent o porțiune descrescătoare; teoria generală a stabilității echilibrului; producerea de oscilații sinusoidale mari la bornele unei rezistențe neliniare; amplificarea în amplificatoare acordate și multiplicarea frecvenței oscilațiilor sinusoidale; ondulația, detecția, redresarea și schimbarea frecvenței; oscilatoare de oscilații sinusoidale, cu tuburi electronice, cu autoexcitație; cîteva fenomene care se petrec în oscilatoarele cu oscilații sinusoidale cu autoexcitație; planul fazelor.

ERATĂ

deoarece în tabelele nr. 3 și 4 din articolul „Perii de cărbune pentru mașini electrice", apărut în nr. 5 – 6 1954, s-au strecurat unele greșeli de tipar, rugăm cititorii a le înlocui cu tabelele retipările anexate prezentului exemplar.

TEMATICA REVISTEI „ELECTROTEHNICA" PE ANUL 1955

I. Electrotehnica

1. Noutăţi în electricitate şi magnetism
2. Probleme electrotehnice în circuite şi reţele.
3. Problemele cîmpului electric, magnetic şi electromagnetic.
4. Modelarea electrică.
5. Problemele materialelor feromagnetice şi dielectrice.
6. Conductori şi semiconductori.
7. Cable şi linii.
8. Procese electronice în medii solide, lichide şi gazoase.
9. Probleme în legătură cu dezvoltarea industriei electrotehnice:

— dări de seamă asupra schimburilor de experienţă
— popularizarea metodelor avansate de muncă şi rezultatele aplicării lor
— metode pentru creşterea producţiei şi productivităţii muncii şi îmbunătăţirea calităţii produselor
— analiza comportării în exploatare a produselor industriei electrotehnice
— lărgirea sortimentului de materiale electrotehnice fabricate în R.P.R. pe bază de materii prime indigene
— noi materiale electrotehnice
— informarea tehnico-ştiinţifică asupra: a) realizărilor principale ale cercetărilor şi industriei electrotehnice din străinătate; b) noile produse realizate; c) conferinţe, consfătuiri etc.

10. Probleme de tehnica securităţii muncii în electrotehnică.
11. Probleme de istoria electrotehnicii.
12. Probleme de terminologie electrotehnică.
13. Invăţămînt electrotehnic;

— îmbunătăţirea pregătirii cadrelor necesare industriei electrotehnice.

II. Maşini şi transformatoare electrice

1. Contribuţii la teoria şi calculul fenomenelor în maşini şi transformatoare electrice;

— calculul circuitului magnetic al maşinilor puternic saturate
— metode pentru calculul scăpărilor în maşini electrice (cazuri speciale)
— pornirea motoarelor asincrone în scurt circuit alimentate de la generatoare de mică putere
— determinarea caracteristicilor de pornire a micromotoarelor asincrone monofazate
— sincronizarea motoarelor asincrone
— regimurile de autopornire şi de porniri repetate automat la motorul asincron
— utilizarea motoarelor sincrone în acţionările industriale.
— transformatoare cu curent de magnetizare sinusoidal
— metode pentru calculul proceselor tranzitorii în transformatoarele de curent.
— inelul de gardă la transformatoare.

2. Metode noi de calcul şi proiectare a maşinilor şi transformatoarelor electrice.

— calculul cuplului de pornire şi răsturnare la maşini asincrone speciale
— motoare asincrone trifazate cu colector: calcul, construcţii şi domenii de aplicare
— probleme privind dimensionarea maşinilor electrice amplificatoare
— determinarea dimensiunilor optime economice la maşinile electrice
— calculul şi realizarea constructivă a înfăşurărilor terţiare la transformatoare
— transformatoare pentru redresoare. Calcul şi construcţii.

3. Probleme constructive şi tehnologice referitoare la maşini şi transformatoare electrice;

— studiu comparativ între motoarele asincrone cu bare înalte şi cu dublă colivie
— metode simplificate pentru calculul ventilaţiei maşinilor electrice.
— calculul colectoarelor maşinilor electrice mari
— lagărele maşinilor electrice: calcul şi domeniu de aplicare
— principii constructive pentru reducerea greutăţii motoarelor asincrone
— construcţii economice ale generatoarelor trifazate de puteri mici
— calculul şi construcţia rezistenţelor de pornire a motoarelor asincrone.
— înlocuirea cuprului cu aluminiu în transformatoarele electrice
— tranformatoare uscate
— comutarea sub sarcină a transformatoarelor mari.

4. Incercarea maşinilor şi transformatoarelor electrice;

— încercarea izolaţiei umede a statorului maşinilor mari.

5. Protecţia maşinilor şi transformatoarelor electrice
6. Tipuri şi serii noi de maşini electrice
7. Maşini electrice folosite în agricultură şi zootehnie.

III. Aparate electrice

1. Aparate de înaltă tensiune;

— celule de înaltă tensiune prefabricate
— dispozitive de acţionare moderne ale separatoarelor şi întrerupătoarelor
— comanda întrerupătoarelor de înaltă tensiune prin curent alternativ.

2. Siguranţe şi parafulgere în instalaţiile de înaltă tensiune;

— siguranţe de înaltă tensiune la mari puteri de rupere pentru interior şi exterior.

3. Aparate pentru protecţia prin relee;
4. Aparate pentru pornire şi comandă.

— întrerupătoare de sarcină, noi tipuri constructive, domenii de aplicare.

6. Aparate electrono-ionice
7. Aparate de joasă tensiune;

— tipizarea instalaţiilor de forţă şi lumină pe bază de elemente prefabricate

8. Probleme în legătură cu fabricarea condensatorilor de forţă în R.P.R.

IV. Probleme de tehnica măsurărilor electrice

1. Metode în tehnica măsurărilor electrice industriale;

— metode noi de încercare la puterea de rupere a aparatelor electrice
— utilizarea circuitelor oscilante pentru încercarea aparatelor de înaltă tensiune.

2. Tipuri de aparate pentru măsurări electrice.

— îmbunătăţiri în construcţia transformatoarelor de măsură şi noi tipuri constructive
— transformator de curent cu spire în scurtcircuit.

3. Metode electrice de măsurare a mărimilor neelectrice.
4. Tipuri de aparate electronice pentru măsurări industriale.
5. Tehnica măsurărilor în înaltă frecvenţă.

V. Automatica şi telemecanica

1. Metode moderne de telemăsuri şi telecomandă în instalaţii şi sisteme electrice
2. Probleme de control şi automatizare în diferite ramuri industriale:
— amplificatoare magnetice
— regulatoare de tensiune: tipuri constructive, domenii de aplicare.
3. Teoria şi construcţia dispozitivelor electrice şi electronice de calcul.

VI. Electronica aplicată

1. Tuburi şi circuite electronice
2. Probleme de radiocomunicaţie.
3. Probleme de telefonie şi telegrafie
a) telefonizarea rurală şi utilizarea liniilor de transport al energiei electrice pentru telecomunicaţii;
b) principiile de dezvoltare ale reţelelor de telecomunicaţie urbană.
4. Probleme de electronică industrială
5. Aplicaţia electronicii în diferite domenii ştiinţifice.

VII. Probleme electrotehnice în legătură cu electrificarea industriei, agriculturii, transporturilor, gospodăriei comunale şi casnice

— Grupuri electrogene pentru agricultură.
1. Procese metalurgice electrificate;
— probleme privind exploatarea maşinilor electrice în întreprinderile metalurgice
2. Instalaţii electrolitice cu scopuri industriale
3. Utilizarea curenţilor de înaltă frecvenţă în industrie.
4. Metode noi de sudură electrică.
5. Tratamentul electric al metalelor.
— probleme ale teoriei încălzirii prin înaltă frecvenţă.
6. Utilaj pentru transportul electrificat;
— caracteristicile optime pentru motoarele de tramvai.
7. Propulsia electrică a vaselor fluviale şi maritime.
8. Utilaj electric pentru electrificări rurale.
9. Tractoare şi combaine electrice.
10. Acţionarea electrică a maşinilor şi mecanismelor agricole.
11. Utilaj electric pentru ferme zootehnice.
12. Iluminatul electric.
13. Ascensoare electrice.
14. Aparate electro-casnice;
— caculul şi construcţia produselor electrotehnice de larg consum, electrocalorice şi electromotrice.
15. Contribuţia electrotehnicii în securitatea muncii.

VIII. Probleme tehnico-economice în legătură cu fabricaţia produselor electrotehnice

1. Căile pentru reducerea preţului de cost la produsele electrotehnice de larg consum.
2. Metode tehnice care duc la accelerarea vitezei de circulaţie a fondului de rulment.
3. Metode tehnice noi pentru economisirea materialelor: reducerea consumurilor specifice.
4. Valorificarea deşeurilor; utilizarea deşeurilor în fabricarea produselor electrotehnice de larg consum.
5. Alegerea ajustajelor în construcţia maşinilor electrice
6. Importanţa încercărilor şi verificărilor în timpul fabricaţiei pentru înlăturarea rebuturilor în producţie.
7. Exemple de organizarea fabricaţiei pentru folosirea maximă a capacităţii utilajului.
8. Căile importante pentru realizarea de economii în industria constructoare de maşini electrice.
9. Folosirea raţională a materiei prime.

IX. Probleme tehnico-organizatorice din întreprinderile noastre eletrotehnice

1. Procese tehnologice avansate.
3. Măsuri practice pentru îndeplinirea planului pe sortimente.
4. Organizarea laboratoarelor metrologice.
5. Organizarea atelierului de prototipuri.
6. Influenţa respectării disciplinei tehnologice asupra calităţii produselor.
7. Controlul interfazic.
8. Organizarea controlului tehnic pentru ridicarea calităţii produselor.
9. Exemple de sprijinul tehnicienilor în introducerea şi extinderea metodelor înaintate.
10. Roadele colaborării între oamenii de ştiinţă, tehnicieni şi muncitori (exemple).
11. Realizarea indicilor tehnico-economici (metode aplicate în cazuri concrete).
12. Interdependenţa între diferitele părţi ale planului întreprinderii.
13. Utilizarea şi întreţinerea utilajului.
14. Mecanizarea şi automatizarea procesului de producţie (exemple).
15. Mica mecanizare în întreprinderi (exemple).
16. Măsuri tehnico-organizatorice pentru îndeplinirea ritmică a planului (exemple).
17. Utilizarea experienţei sovietice în procesul de fabricaţie a cablurilor electrice.
18. Utilizarea experienţei tehnologiei industriale sovietice în atelierele fabricilor de maşini electrice.

X. Din activitatea A.S.I.T.

Rubricile revistei:
1. Articole tehnico-ştiinţifice.
2. Note.
3. Discuţii.
4. Schimb de experienţă.
5. Răsfoind presa tehnică.
6. Cronica.
7. Bibliografie.

REVISTA „ELECTROTEHNICA,', organ al Asociaţiei Ştinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. şi al Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice * Redacţia : Bucureşti, str. Ioan Ghica nr. 3. Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon : 3.5728 şi 30730 * Administraţia şi Casieria : Calea Victoriei nr. 118, Raion I. V. Stalin * Revista este editată de „ EDITURA ENERGETICA DE STAT", B-dul General Magheru, nr. 33, Telefon : 5.4470/155 * Abonamentele se primesc la toate oficiile poştale de la oraşe şi sate, prin factorii poştali la secţiile raionale de Difuzare a Presei şi la *sediul Redacţiei din Str. Ioan Ghica nr. 3* * Tarif pentru întreprinderi : lei 96 anual ; Tarif pentru muncitori tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual : Preţul unui exemplar : lei 5.

CĂRȚI APĂRUTE ÎN

„EDITURA ENERGETICĂ DE STAT“

I. I. GUMIN: **Circuitele secundare ale centralelor electrice.**
Traducere din limba rusă
168 pag. 11,05 lei

A. E. ALEXEEV **Construcția mașinilor electrice**
Traducere din limba rusă
560 pag. 47,60 lei

A. A. GLAZUNOV ș. a. **Culegere de probleme referitoare la rețelele sistemelor electrice.**
Traducere din limba rusă
204 pag. 8,70 lei

N. N. MALOV: **Curs de electrotehnică și radiotehnică**
Traducere din limba rusă
504 pag. 22,00 lei

S. A. AVAEV ș. a. **Echipamentul electric al intreprinderilor din industria ușoară.**
Traducere din limba rusă
466 pag. 30,40 lei

M. I. OZERNOI: **Electrotehnica minieră**
Traducere din limba rusă
512 pag. 35,30 lei

V. S. POPOV ș. a.: **Electrotehnica**
Traducere din limba rusă
502 pag. 23,10 lei

S. E. HAIKIN: **Oscilații întreținute.**
Traducere din limba rusă
136 pag. 6,10 lei

I. M. POSTNIKOV: **Proiectarea mașinilor electrice**
Traducere din limba rusă
688 pag. 40,25 lei

E 2640
d

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

Institut. de Documentare Tehnică
BUCUREȘTI
OBMER - CSERE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - СМЕНА

4

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT
1955

SUMARUL

Pag.

A. Semlyen: Determinarea parametrilor familiilor de curbe ortogonale pentru determinarea liniilor echipotențiale și a liniilor de forță la un cîmp plan-paralel 117

O. Centea și *I. Novac*: Determinarea pe cale experimentală a reactanței sincrone transversale a unei mașini sincrone 120

E. Kalman: Determinarea caracteristicilor statice la o mașină de sudură cu prag de dispersie . . 124

St. Grosu: Probleme în legătură cu calculul și construcția autotransformatoarelor 130

L. Fihman: Aerul ca dielectric 135

N. Perciun: Transmisiuni telefonice pe linii de transport al energiei electrice 145

NOTE

M. V. Popov: Teorema simetriei 156

SCHIMB DE EXPERIENȚĂ

V. D. Buşe: Matrița combinată pentru ștanțarea șaibei buton de la întrerupătorul rotativ 160

RĂSFOIND PRESA TEHNICĂ

Străpungerea unui material dur de izolație 161

CRONICA

Ședința Consiliului Central A.S.I.T. 162

BIBLIOGRAFIE 164

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

А. Семлиен: Определение параметров семейств ортогональных кривых для определения эквипотенциальных линий и силовых линий план-параллельного поля 117

О. Ченця и И. Новак: Экспериментальное определение синхронного поперечного реактивного сопротивления синхронной машины 120

Е. Калман: Определение статических характеристик сварочного агрегата с порогом рассеяния 124

Шт. Гросу: Вопросы в связи с расчетом и конструкцией автотрансформаторов 130

Л. Фихман: Воздух как диэлектрик 135

Н. Перчун: Телефонная связь на линиях электропередачи 145

ЗАМЕТКИ

М. В. Попов: Теория симметрии 156

ОБМЕН ОПЫТОМ

В. Д. Буше: Комбинированная матрица для штамповки контактной шайбы вращающегося выключателя 160

ПО СТРАНИЦАМ ТЕХНИЧЕСКИХ ЖУРНАЛОВ

* * *: Пробой твердого изоляционного материала 161

ХРОНИКА

* * *: Заседание Центрального Совета А.С.И.Т. 162

БИБЛИОГРАФИЯ 164

REDACȚIA: București, str. I. Ghica nr. 3
Raionul Tudor Vladimirescu
Telefon: 30730 — 35728

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R. ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

APARE LUNAR SUB INGRIJIREA UNUI COMITET DE REDACŢIE

Anul III. Nr. 4 aprilie 1955

DETERMINAREA PARAMETRILOR FAMILIILOR DE CURBE ORTOGONALE PENTRU DETERMINAREA LINIILOR ECHIPOTENŢIALE ŞI A LINIILOR DE FORŢA LA UN CÎMP PLAN-PARALEL

Ing. A. SEMLYEN

Se expune un mod de rezolvare a problemei construirii cîmpurilor plan-paralele, astfel ca ochiurile formate de liniile ortogonale să fie „pătrate". Soluţia teoretică se verifică în cazul unei linii electrice.

1. Reprezentarea unui cîmp electrostatic plan-paralel se face în modul cel mai corespunzător cu ajutorul a două familii de curbe ortogonale, una din familii reprezentînd linii echi potenţiale cu diferenţe constante de potenţial între două linii, iar cealaltă reprezentînd linii de forţă cuprinzînd fluxuri egale între două linii vecine. Diferenţele se aleg în aşa fel, încît ochiurile reţelei să fie „pătrate" curbilinii (fig. 1).

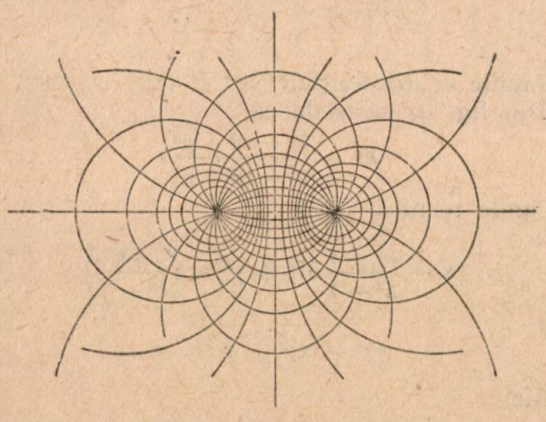


Fig. 1

O asemenea reprezentare se obţine cu uşurinţă întrebuinţînd metoda transformărilor conforme, care permite trecerea de la o curbă la cea vecină, dînd unui parametru creşteri constante. Sînt însă cazuri cînd cele două familii de curbe ortogonale sînt cunoscute prin ecuaţiile lor

$$\varphi(x, y, \alpha) = 0 \qquad \psi(x, y, \beta) = 0 \qquad (1)$$

în care parametrii nu apar explicit ca la transformări conforme. Intr-un asemenea caz se pune problema, cum alegem valorile parametrilor α şi β (α_0, α_1, α_2, ..., β_0, β_1, β_2, ...) pentru ca să

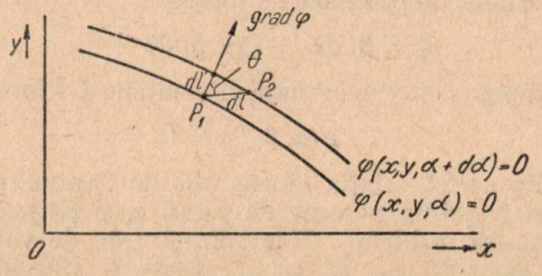


Fig. 2

fie satisfăcută condiţia diferenţelor egale de potenţiale şi de fluxuri şi pentru a obţine ochiuri pătrate.

Soluţia generală va fi ilustrată prin exemplul unei linii electrice formate din doi conductori cilindrici.

2. Considerăm două curbe foarte apropiate, aparţinînd familiei φ şi corespunzînd parametrilor α şi $\alpha + d\alpha$ (fig. 2).

Pe aceste curbe alegem două puncte foarte apropiate $P_1(x,y)$ și $P_2(x + dx, y + dy)$. Avem:

$$\varphi(x, y, \alpha) = 0 \text{ și}$$
$$\varphi(x + dx, y + dy, \alpha + d\alpha) = 0,$$

Scăzînd cele două relații obținem:

$$\varphi(x + dx, y + dy, \alpha + d\alpha) - \varphi(x, y, \alpha) =$$
$$= \varphi_x dx + \varphi_y dy + \varphi_\alpha d\alpha = 0$$

sau

$$(dl \operatorname{grad} \varphi) + \varphi_\alpha d\alpha = 0$$

Notăm cu $dl' = dl \cos\theta$ distanța dintre cele două curbe. Obținem:

$$dl' = -\frac{\varphi_\alpha}{\sqrt{\varphi_x^2 + \varphi_y^2}} d\alpha.$$

O expresie analoagă se obține pentru familia ψ:

$$dl'' = -\frac{\psi_\beta}{\sqrt{\psi_x^2 + \psi_y^2}} d\beta.$$

Obținem un pătrățel elementar dacă $dl' = dl''$, adică dacă

$$\frac{\varphi_\alpha}{\sqrt{\varphi_x^2 + \varphi_y^2}} d\alpha = \frac{\psi_\beta}{\sqrt{\psi_x^2 + \psi_y^2}} d\beta.$$

Condiția de ortogonalitate ne dă:

$$\frac{\varphi_x}{\psi_y} = \frac{-\varphi_y}{\psi_x} = \frac{\sqrt{\varphi_x^2 + \varphi_y^2}}{\sqrt{\psi_x^2 + \psi_y^2}} = \lambda. \qquad (2)$$

Ținînd seama de (2) relația dintre parametri ia forma:

$$\varphi_\alpha d\alpha = \lambda \psi_\beta d\beta. \qquad (3)$$

In această relație φ_α, ψ_β și λ sînt funcții de x și y, înafară de parametrii α și β. Pentru λ, această observație rezultă din relația (2).

Eliminînd pe x și y între (1) și (3) obținem o ecuație diferențială de forma:

$$u(\alpha, \beta) d\alpha = v(\alpha, \beta) d\beta. \qquad (4)$$

Integrala acestei ecuații diferențiale are forma:

$$F(\alpha, \beta, C) = 0$$

Ea ne dă relația dintre valorile parametrilor α și β, prima pereche de valori α_0 și β_0 putînd fi aleasă arbitrar. Unul din șirurile de valori, de exemplu $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \ldots$ poate fi ales liber. Alegerea se va face astfel încît să satisfacă a doua condiție fixată pentru parametri, de exemplu aceia a diferențelor egale de potențiale. (Acest lucru este posibil, deoarece la stabilirea relației $\varphi(x,y,\alpha) = 0$, α apare ca o funcție a potențialului).

Uneori (vezi exemplul de mai jos) variabilele din relația (4) se pot separa. In acest caz obținem o ecuație diferențială de forma:

$$\Phi(\alpha) d\alpha = \Psi(\beta) d\beta = du \qquad (4')$$

Integrînd această relație, obținem:

$$\alpha = F_1(u) \text{ și}$$
$$\beta = F_2(u). \qquad (5)$$

Valorile căutate:

$$\alpha = \alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \ldots$$
$$\beta = \beta_0, \beta_1, \beta_2, \ldots$$

vor fi în acest caz legate între ele prin valorile corespunzătoare ale variabilei $u(u = u_0, u_1, u_2, \ldots)$. Observația referitoare la alegerea unuia din șirul de parametri rămîne variabilă și în acest caz particular.

Exemplu. Considerăm o linie electrică formată din doi conductori liniformi (fig. 3).

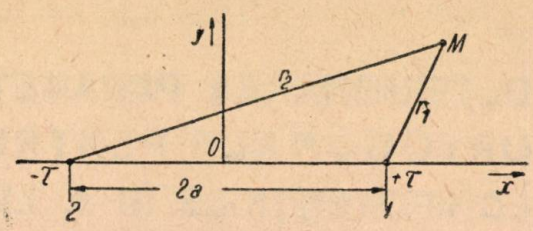


Fig. 3

Notăm cu τ sarcina pe unitatea de lungime. Formulele se vor scrie sub formă raționalizată, la care 4π este cuprins în ε_0 (și deci condiția de existență a cîmpului electrostatic se scrie: $\operatorname{div} E = \frac{\rho}{\varepsilon}$).

Potențialul în M va fi:

$$\Phi = \frac{\tau}{2\pi\varepsilon_0} \ln \frac{r_2}{r_1},$$

ceea ce ne dă $\Phi = 0$ la infinit. Φ devine constant dacă $\frac{r_2}{r_1}$ va fi constant:

$$k = \frac{r_2}{r_1} = e^{\frac{2\pi\varepsilon_0\Phi}{\tau}}. \qquad (6)$$

Liniile echipotențiale vor fi deci cercuri. Din fig. 3, se vede că

$$k^2 = \frac{(a + x)^2 + y^2}{(a - x)^2 + y^2},$$

de unde rezultă

$$(x - \frac{k^2 + 1}{k^2 - 1} a)^2 + y^2 = \left(\frac{2ak}{k^2 - 1}\right)$$

sau

$$(x - \alpha)^2 + y^2 = r^2.$$

Aici

$$\alpha = a \frac{k^2 + 1}{k^2 - 1} \qquad (7)$$

$$r = a \frac{2k}{k^2 - 1}$$

ceea ce ne dă relaţia:

$$\alpha^2 - \gamma^2 = a^2 \qquad (8)$$

Ţinînd seama de (8) ecuaţia familiei de cercuri devine:

$$\varphi(x, y, \alpha) \equiv (x - \alpha)^2 + y^2 - \alpha^2 + a^2 \equiv \equiv x^2 - 2\alpha x + y^2 + a^2 = 0. \qquad (9)$$

Familia curbelor ortogonale (tot cercuri) va fi dată de realaţia:

$$\psi(x, y, \beta) \equiv x^2 + (y - \beta)^2 - \beta^2 - a^2 \equiv \equiv x^2 + y^2 - 2\beta y - a^2 = 0. \qquad (10)$$

Ortogonalitatea se verifică cu ajutorul relaţiilor (2). Avem:

$$\varphi_x = 2(x - \alpha); \quad \varphi_y = 2y; \quad \varphi_\alpha = -2x; \qquad (11)$$
$$\psi_y = 2(y - \beta); \quad \psi_x = 2x; \quad \psi_\beta = -2y.$$

deci

$$\frac{x-\alpha}{y-\beta} = \frac{-y}{x} = \sqrt{\frac{(x-\alpha)^2 + y^2}{x^2 + (y-\beta)^2}} =$$

$$= \sqrt{\frac{-a^2 + \alpha^2}{a^2 + \beta^2}} = \lambda \qquad (12)$$

Inlocuind φ_α şi ψ_β din relaţiile (11) în (3) obţinem

$$-2x \cdot d\alpha = \lambda(-2y) \cdot d\beta.$$

Ţinînd seama de (12) vom avea

$$d\alpha = -\lambda^2 d\beta,$$

sau

$$\frac{d\alpha}{a^2 - \alpha^2} = \frac{d\beta}{a^2 + \beta^2} = \frac{du}{a}. \qquad (13)$$

Forma integrală a relaţiei dintre α şi β va fi:

$$u = \frac{1}{2} \ln \frac{\alpha + a}{\alpha - a} \qquad (14)$$

$$u = \operatorname{arctg} \frac{\beta}{a}. \qquad (15)$$

Din relaţia (7) rezultă:

$$\frac{\alpha + a}{\alpha - a} = k^2.$$

Deci

$$u = \frac{1}{2} \ln \frac{\alpha + a}{\alpha - a} = \ln k,$$

ceea ce ne dă, ţinînd seama de (6):

$$u = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\tau} \Phi. \qquad (16)$$

Această relaţie ne indică felul de alegere a valorilor $u_0, u_1, u_2, \ldots$ şi deci şi a parametrilor $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \ldots$ $\beta_0, \beta_1, \beta_2, \ldots$, ţinînd seama de condiţia diferenţelor egale de potenţiale.

Relaţia (15) indică o metodă simplă de construcţie a liniilor de forţă (fig. 4). Cercurile se vor

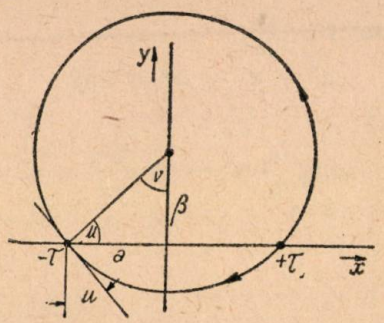


Fig. 4

alege corespunzător unor unghiuri $u_0, u_1, u_2, \ldots$ care formează o progresie aritmetică.

Acest rezultat este de altfel evident ,dacă avem în vedere faptul că în dreptul sarcinii $-\tau$, sarcina $+\tau$ va avea o influenţă neglijabilă asupra formei liniilor de forţă.

3. Pentru verificarea rezultatelor obţinute vom considera transformarea dată de funcţia complexă corespunzătoare exemplului nostru:

$$F(z) = \frac{\tau}{2\pi\varepsilon_0} \ln \frac{z_2}{z_1} = -\frac{\tau}{2\pi\varepsilon_0} \ln \frac{z + a}{z - a} =$$

$$= \frac{\tau}{2\pi\varepsilon_0} \ln \frac{\sqrt{(x+a)^2 + y^2}}{\sqrt{(x-a)^2 + y^2}} +$$

$$+ j \frac{\tau}{2\pi\varepsilon_0} \left[\operatorname{arctg} \frac{y}{x + a} - \operatorname{arctg} \frac{y}{x - a} \right].$$

Rezultă:

$$\varphi(x, y, \alpha') \equiv -\alpha' + \Phi \equiv -\alpha' + \frac{\tau}{2\pi\varepsilon_0} \ln \frac{\sqrt{(x+a)^2 + y^2}}{\sqrt{(x-a)^2 + y^2}} = 0 \qquad (17)$$

$$\psi(x, y, \beta') \equiv -\beta' + \psi \equiv -\beta' + \frac{\tau}{2\pi\varepsilon_0} \left[\operatorname{arctg} \frac{y}{x + a} - \operatorname{arctg} \frac{y}{x - a} \right] \equiv$$

$$\equiv -\beta' - \frac{\tau}{2\pi\varepsilon_0} \operatorname{arctg} \frac{2ay}{x^2 + y^2 - a^2} = 0. \qquad (18)$$

Pentru $\alpha' = \text{const.}$ şi $\beta' = \text{const.}$ (17) şi (18) ne dau ecuaţiile cercurilor (9) şi (10). Dînd o serie de valori pentru α' şi β' astfel ca $\Delta\alpha' = \Delta\beta'$, obţinem reţeaua de curbe căutate.

Să aplicăm relaţia (3) la familiile (17) şi (18). Avem:

$$\varphi_{\alpha'} = \varphi_{\beta'} = -1 \text{ şi evident } \lambda = 1.$$

Aşadar

$$d\alpha' = d\beta'; \quad \Delta\alpha' = \Delta\beta'$$

ceea ce demonstrează justeţea metodei.

De asemenea şi construcţia indicată în fig. 4 poate fi dedusă din (18). Vom avea:

$$\operatorname{arctg} \frac{2ay}{x^2 + y^2 - a^2} = -\beta' \frac{2\pi\varepsilon_0}{\tau}$$

Dar conform (10)

$$x^2 + y^2 - a^2 = 2\beta y.$$

Rezultă:

$$\operatorname{arctg} \frac{a}{\beta} = -\beta' \frac{2\pi\varepsilon_0}{\tau} = v,$$

sau

$$\operatorname{arctg} \frac{\beta}{a} = u = \frac{\pi}{2} - v = \frac{\pi}{2} + \beta' \frac{2\pi\varepsilon_0}{\tau},$$

unde u şi v au semnificaţia din fig. 4, iar u depinzînd linear de β' va trebui să crească după o progresie aritmetică.

Bibliografie

Crug C. A.: Bazele electrotehnicei, Gosenergoizdat, Moscova, 1952.

★

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СЕМЕЙСТВ ОРТОГОНАЛЬНЫХ КРИВЫХ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭКВИПОТЕНЦИАЛЬНЫХ И СИЛОВЫХ ЛИНИЙ ПЛАН-ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ПОЛЯ

Резюме

Излагается способ решения вопроса конструкции план-параллельных полей, таким образом чтобы сетка созданная ортогональными линиями являлась „квадратной". Теоретическое решение проверяется на случае электрической линии.

DETERMINAREA PE CALE EXPERIMENTALĂ A REACTANŢEI SINCRONE TRANSVERSALE A UNEI MAŞINI SINCRONE

Ing. O. CENTEA şi Ing. I. NOVAC

Se indică metode de determinare experimentală a reactanţei sincrone transversale a unei maşini sincrone. Alături de una din metodele indicate de literatură se prezintă o metodă elaborată de autori; se arată baza teoretică a metodei propuse şi se indică rezultatele practice obţinute. Se arată avantajele metodei propuse.

O mare influenţă asupra comportării în exploatare a maşinilor sincrone o au parametrii acesteia: rezistenţa indusului r, reactanţa de dispersie X_d, reactanţa de reacţie longitudinală X_{al}, şi reactanţa de reacţie transversală X_{at}.

Dacă o dată cu creşterea puterii maşinilor rezistenţa indusului prezintă o influenţă din ce în ce mai mică, valoarea reactanţelor în schimb influenţează profund şi multilateral funcţionarea maşinii şi aceasta independent de puterea ei. De aceea calculul lor şi mai ales verificarea exactităţii calculelor pe maşina executată au o importanţă deosebită.

Literatura de specialitate indică metode suficient de precise pentru măsurarea rezistenţei indusului şi a reactanţelor de dispersie şi de reacţie longitudinală; în ceea ce priveşte reactanţa transversală, indicaţiile sînt mai sumare. Din acest motiv ne vom opri asupra ei în cele ce urmează.

In fig. 1 este reprezentată diagrama vectorială a unei maşini sincrone, funcţionînd în regim de generator, diagramă construită pe baza următoarelor relaţii:

$$\bar{U}_e = \bar{U}_{ep} + \bar{U}_{el} + \bar{U}_{et} \quad (1)$$

$$\bar{U}_e = \bar{U} + r\bar{I} + jX_d\bar{I} \quad (2)$$

unde $\bar{U}_{ep}$ este t.e.m. indusă de fluxul polar $\bar{\Phi}_p$, $\bar{I}_l$ şi $\bar{I}_t$ sînt proiecţiile curentului I pe axa longitudinală, respectiv transversală a maşinii

$$I_l = I.\sin\Psi \quad (3)$$

$$I_t = I.\cos\Psi \quad (4)$$

Ψ fiind defazajul interior între $\bar{U}_{ep}$ şi $\bar{I}$

$$\bar{U}_{el} = -jX_{al}\bar{I}_l \quad (5)$$

t.e.m. indusă de componenta longitudinală a curentului (X_{al} este reactanţa de reacţie longitudinală)

$$\bar{U}_{et} = -jX_{at}\bar{I}_t \quad (6)$$

t.e.m. indusă de componenta transversală a

curentului (X_{at} este reactanţa de reacţie transversală)

θ unghiul de sarcină, între $\bar{U}_{ep}$ şi $\bar{U}$

φ defazajul exterior între $\bar{U}$ şi $\bar{I}$.

Dacă se proiectează căderea de dispersie după axa longitudinală, respectiv transversală, a ma-

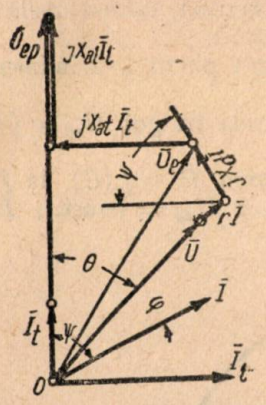


Fig. 1. Diagrama generatorului sincron în sarcină.

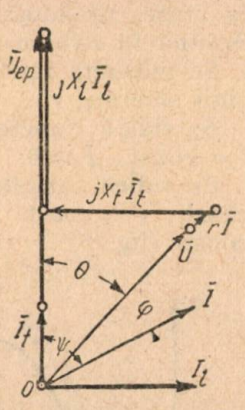


Fig. 2. Diagrama simplificată a generatorului sincron în sarcină.

şinii, se obţine diagrama din fig. 2. In această diagramă

$$X_l = X_{al} + X_d \tag{7}$$

$$X_t = X_{at} + X_d \tag{8}$$

(X_l şi X_t se numesc reactanţă sincronă longitudinală, respectiv reactanţă sincronă transversală).

Metode experimentale de determinare a reactanţei sincrone transversale

a) Pentru determinarea reactanţei sincrone transversale literatura recomandă următoarea metodă [2]:

Se măsoară rezistenţa şi reactanţa de dispersie a maşinii, printr-una din metodele cunoscute. La o anumită sarcină, la care se intenţionează să

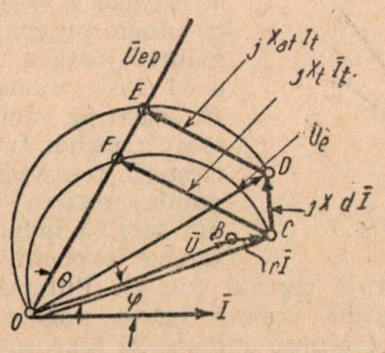


Fig. 3. Metoda grafică de determinare a reactanţelor transversale.

se determine reactanţa snicronă transversală, se măsoară tensiunea de borne, curentul debitat, factorul de putere (deci unghiul φ), precum şi unghiul de sarcină θ.

Cu acestea se desenează, la o anumită scară, curentul $\bar{I} = \overline{OA}$,defazat cu unghiul φ faţă de tensiunea de borne $\bar{U} = \overline{OB}$ (fig. 3). Se duce din B mărimea $\overline{BC} = r\bar{I}$, iar din C mărimea $\overline{CD} = jX_d\bar{I}$. Cum căderea transversală este perpendiculară pe t.e.m. polară $\bar{U}_{ep}$, punctul E se va găsi la intersecţia cercului de diametru OD cu dreapta ce formează unghiul θ cu U, aşa fel ca

$$DE = X_{at} I \cdot \cos \Psi \tag{9'}$$

de unde

$$X_{at} = \frac{DE}{I \cos \Psi} \tag{9}$$

Ψ fiind dat de relaţia

$$\Psi = \theta + \varphi. \tag{10}$$

La intersecţia dreptei OE cu cercul de diametru OC se găseşte punctul F aşa ca

$$CF = X_t I_t = (X_{at} + X_d) \cdot I \cdot \cos \Psi \tag{11'}$$

sau

$$X_t = \frac{CF}{I \cos \Psi}. \tag{11}$$

In ceea ce priveşte măsurarea unghiului θ, se poate proceda în felul următor:

Pe acelaşi ax cu maşina care se încearcă, se fixează un generator sincron auxiliar B care are acelaşi număr de perechi de poli ca şi maşina de încercat, iar statorul poate fi rotit pe o scară circulară. Prin rotirea statorului, se obţine o variere a fazei t.e.m. induse în generatorul auxiliar faţă de vectorii tensiunii şi curentului maşini de încercat.

Maşina auxiliară debitează, după cum arată fig. 4, pe o rezistenţă ohmică R, deci curentul ei este în fază cu tensiunea. Bobina de curent a wattmetrului W este parcursă de curentul maşinii auxiliare, iar bobina de tensiune este legată pe faza maşinii de încercat.

Maşina de încercat A lucrînd în gol, se roteşte statorul maşinii B pînă cînd wattmetrul W indică 0. In acest moment unghiul între tensiunea de

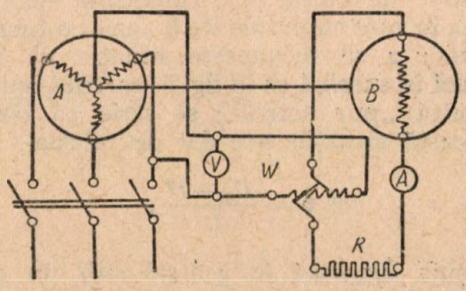


Fig. 4. Montaj pentru determinarea unghiului de sarcină θ.

fază a maşinii A, care este chiar t.e.m. polară U_{ep} şi curentul maşinii B este 90°; se notează această poziţie a statorului lui B. Se încarcă maşina de încercat pînă la sarcina la care urmează a se

face determinarea lui X_{at}, respectiv X_t. Se roteşte statorul maşinii B faţă de poziţia anterioară cu un unghi α, astfel ca wattmetrul W să indice din nou zero. In acest moment curentul maşinii auxiliare este perpendicular pe tensiunea de borne a maşinii A. Unghiul α, transformat în unghi electric prin relaţia:

$$\theta = p\alpha \qquad (12)$$

p fiind numărul de perechi de poli ai maşinii, reprezintă tocmai unghiul de sarcină căutat, curenţii respectivi formînd unghiuri cu laturi perpendiculare pe cele două tensiuni U_{ep} şi U.

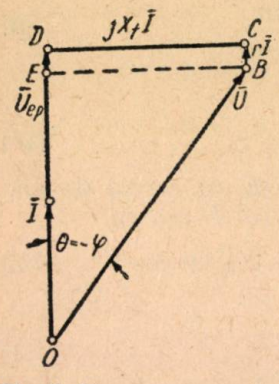


Fig. 5. Diagrama generatorului sincron în sarcină „pur activă"

b) Metoda preconizată de autori are următorul principiu: se consideră cazul încărcării generatorului cu o astfel de sarcină încît curentul debitat de maşină să fie în fază cu t.e.m. U_{ep} ($\Psi = 0$).

In această situaţie (fig. 5) componenta curentului după axa longitudinală a maşinii fiind nulă, rezultă că reacţia este pur transversală. In această situaţie se observă că $r\bar{I}$ fiind în fază cu $\bar{U}_{ep}$, se poate scrie în triunghiul dreptunghic OBE

$$BE^2 = OB^2 - OE^2$$

$$(X_t I)^2 = U^2 - (U_{ep} - rI)^2$$

sau

$$X_t = \frac{l}{I} \cdot \sqrt{U^2 - (U_{ep} - rI)^2}. \qquad (13)$$

Se mai observă că defazajul între tensiunea de borne şi curentul debitat este capacitiv.

Relaţia (13) dă valoarea reactanţei sincrone transversale, atunci cînd se cunosc valorile rezistenţei ohmice a maşinii, a t.e.m. polare, a tensiunii de borne şi a curentului debitat, în sarcina în care curentul este în fază cu t.e.m. U_{ep}.

Pentru a se recunoaşte situaţia că maşina lucrează în sarcină ca în fig. 5 (sarcină impropriu denumită „pur activă") se scrie că defazajul în această situaţie este dat de relaţia:

$$\cos\varphi = \frac{U_{ep} - rI}{U}. \qquad (14)$$

Maşina lucrează în general sub un defazaj dat de relaţia:

$$\cos\varphi = \frac{P}{U \cdot I} \qquad (15)$$

factorul de putere fiind raportul între puterea activă cedată şi puterea aparentă.

In sarcina considerată, cele două expresii (14) şi (15) trebuie să aibă aceeaşi valoare, deci

$$\frac{P}{U \cdot I} = \frac{U_{ep} - rI}{U} \qquad (16')$$

adică

$$P = (U_{ep} - rI)\, I. \qquad (16)$$

Ca atare, reactanţa sincronă transversală se determină în felul următor:

1. Se măsoară rezistenţa pe fază a indusului maşinii sincrone r.
2. Se ridică caracteristica în gol $U_{ep} = f(i)$, la $f = \text{const.}$, $I = 0$.
3. Se ridică caracteristica $P = f(U)$, la $f = \text{const.}$, $i = \text{const.}$ (deci $U_{ep} = \text{const.}$), $I = \text{const.}$ (fig. 6).

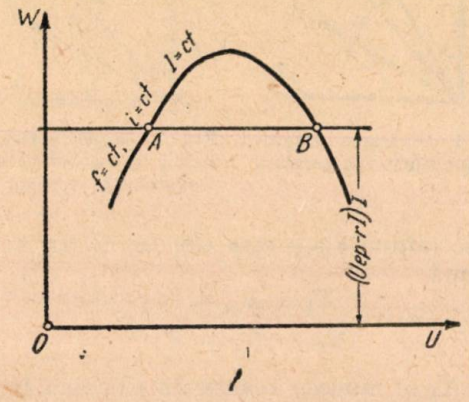


Fig. 6. Determinarea tensiunii de borne corespunzătoare încărcării „pur active".

Ordonata curbei egală cu $P = (U_{ep} - rI)I$ dă tensiunea de borne pentru care are loc relaţia (16), deci tensiunea de borne pentru care generatorul debitează curent în fază cu t.e.m. polară.

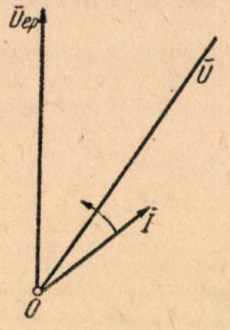


Fig. 7.

Se observă că, curba $P = f(U)$, de forma unei sinusoide, este intersectată de dreapta $P = (U_{ep} - rI)I$ în două puncte A şi B. Soluţia justă a problemei o dă însă numai punctul B, situat pe ramura căzătoare a curbei. Intr-adevăr, creşterii tensiunii îi corespunde rotirea curentului din sarcină inductivă spre sarcină capacitivă, în sensul arătat de săgeată (fig. 7). Puterea debitată este maximă undeva într-o poziţie în care curentul I ajunge aproape în fază cu tensiunea de borne U, căci, neglijînd micile variaţii ale lui U

$$P = UI \cdot \cos\varphi \cong \text{const.} \cos\varphi$$

deci maximul puterii coincide cu maximul lui $\cos\varphi$, adică are loc atunci cînd $\varphi \approx 0$. Ramura urcătoare a lui P din fig. 6 corespunde deci unei

sarcini inductive, iar ramura coborîtoare sarcinii capacitive; ştiind că regimul considerat are loc în sarcină capacitivă, singurul punct care convine este punctul B. Pentru ridicarea curbei $P = f(U)$ la f = const., i = const. şi I = const., se utilizează de exemplu montajul din fig. 8.

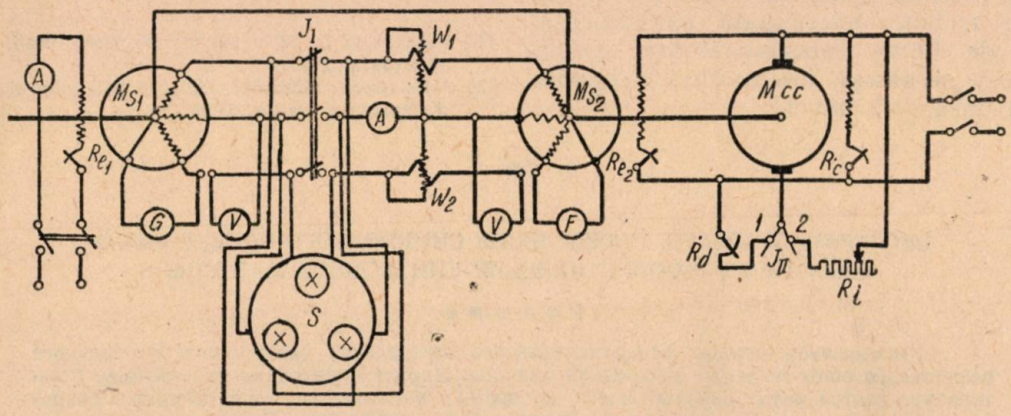


Fig. 8. Montajul pentru ridicarea curbei $P = f(U)$ la f = const i = const., I = const.

In acest montaj maşina de încercat este Ms_1; Ms_2 este o altă maşină sincronă care este antrenată de maşina de curent continuu Mcc pînă la punerea în paralel; după ce maşinile sînt puse în paralel prin închiderea lui J^I, se deschide J_{II} din poziţia *1* şi se închide în poziţia *2*. Prin aceasta maşina Ms_2 trece în regim de motor

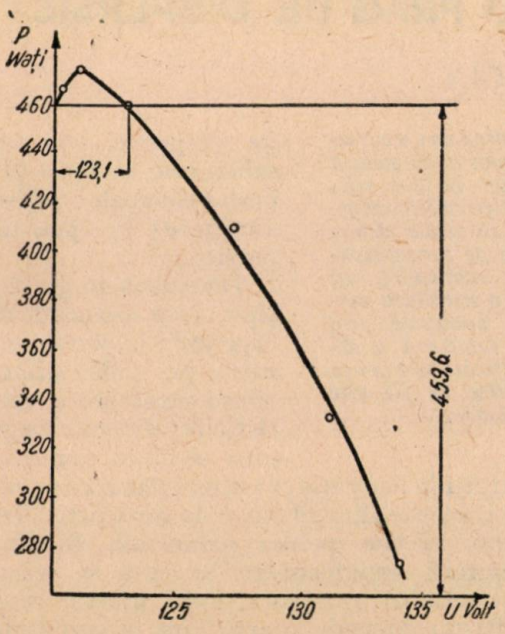


Fig. 9. Determinarea tensiunii de borne corespunzătoare sarcinii „pur active" a generatorului de 4 CP, cos φ = 0,8 U = 208/120 V, f = 50 Hz, n = 1 500 rot/min ,la i = 0,85 A şi I = 4A.

sincron, antrenînd maşina de curent continuu Mcc care trece în regim de generator de curent continuu şi debitează pe rezistenţa R_i.

Acţionînd concomitent asupra excitaţiei lui Ms_2 şi asupra încărcării lui Mcc (prin intermediul rezistenţei de încărcare R_i sau a rezistenţei de excitaţia R_e), se poate regla faza curentului I, menţinîndu-i-se constantă valoarea.

Verificarea practică a metodei s-a executat asupra unei maşini de 4 CP, cos φ = 0,8, n = = 1 500 rot/min, U = 208/120 V, f = 50 Hz.

La un curent de excitaţie i = 0,84 A, la care corespunde la 50 Hz o t.e.m. polară U_{ep} = 116,5 V, rezistenţa indusului fiind de r = 0,402 Ω, s-a ridicat curba din fig. 9 pentru un curent debitat de I = 4 A.

Intersecţia cu dreapta

$$P = (U_{ep} - rI)\, I = (116{,}5 - 0{,}402 \cdot 4)4 = 459{,}6 \text{ W}$$

a dat o tensiune de borne sub care este debitat curentul în fază cu t.e.m. polară de U = 123,1 V.

Inlocuind în relaţia (13) se găseşte reactanţa sincronă transversală

$$X_t = \frac{1}{4} \cdot \sqrt{123{,}1^2 - (116{,}5 - 0{,}402 \cdot 4)^2} = 10{,}32\,\Omega.$$

Concluzii

Prima metodă indicată prezintă o serie de neajunsuri.

In primul rînd este necesară o maşină auxiliară specială cu stator rotitor şi cu acelaşi număr de perechi de poli p ca şi maşina de încercat. In ipoteza că această maşină există, se pot ivi greutăţi în ceea ce priveşte cuplarea efectivă a acestei maşini pe acelaşi ax cu alternatorul a cărui reactanţă sincronă transversală este de determinat.

Dacă maşina auxiliară există, însă numărul de perechi de poli al acestei maşini diferă de cel al generatorului de încercat, metoda poate fi totuşi utilizată, necesitînd însă o transmisie prin roţi dinţate în aşa fel încît frecvenţa în cele două maşini să fie aceeaşi.

Determinarea valorii reactanţei sincrone transversale prin această metodă este afectată de erori datorită nepreciziei măsurării unghiului α,

precum şi necesităţii executării unui calcul grafic susceptibil de a da loc la erori.

Metoda a doua are avantajul că nu necesită aparataj în plus faţă de cel necesar trasării oricăreia dintre caracteristicile maşinii sincrone. Eroarea ce intervine este mai mică decît aceea ce intervine la metoda întîia, din cauză că singura mărime ce trebuie determinată experimental (tensiunea de borne corespunzătoare sarcinii „pur active") ,se găseşte intersectînd o dreaptă cu o curbă dusă prin puncte.

De asemenea, metoda se încadrează în genul metodelor generale întrebuinţate la determinarea parametrilor maşinilor electrice.

Bibliografie

[1] *Piotrovschi L. M.*: Maşini electrice, trad, Edit. IPT Timişoara, 1952.
[2] *Jahn Georg*: Măsurători asupra maşinilor electrice, Edit. J. Springer, Berlin, 1925.

★

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ СИНХРОННОГО ПОПЕРЕЧНОГО РЕАКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Резюме

Указываются методы экспериментального определения синхронного поперечного реактивного сопротивления синхронной машины. Наряду с методами указанными в литературе дается метод разработанный авторами; указывается теоретическая основа предложенного метода и практически полученные результаты. Указываются преимущества предложенного метода.

DETERMINAREA CARACTERISTICILOR STATICE LA O MAŞINĂ DE SUDURĂ CU PRAG DE DISPERSIE

Ing. E. KALMAN

Se prezintă o metodă de determinare a caracteristicilor statice ale unei maşini de sudură de curent continuu, cu prag de dispersie. Metoda se bazează pe calculul circuitelor magnetice ale maşinii din care se poate determina un număr de puncte de pe caracteristicile statice. Se arată în continuare, că metoda de proiectare pentru o asemenea maşină este ca'ea încercărilor succesive, prin fixarea la început, oarecum arbitrară a dimensiunilor şi apoi prin modificarea lor în aşa fel încît caracteristicile statice să fie cele mai corespunzătoare.

Studiul teoretic precum şi practica arată că posibilitatea menţinerii stabile a unui arc de sudură de curent continuu, alimentat de o maşină de sudură este legată de tensiunea în gol, de caracteristica statică şi de caracteristica-dinamică („rezistenţa aparentă") a maşinii. Tensiunea în gol trebuie să fie între valorile 45—70 volţi pentru a putea asigura aprinderea arcului. Caracteristica statică trebuie să fie căzătoare şi să asigure o intersecţie sigură cu caracteristica arcului. Caracteristica dinamică este aceea care determină stabilitatea arcului în regimurile tranzitorii şi ea trebuie să fie cît mai înclinată (rezistenţa aparentă să fie cît mai mare).

Exploatarea impune următoarele condiţii: curentul de sudură să poată fi reglat fin într-un domeniu cît mai larg; reglarea să se poată face şi de la distanţă şi randamentul maşinii să fie cît mai mare.

O maşină, care satisface în foarte mare măsură condiţiile stabilite, este maşina cu prag de dispersie reprezentată schematic în fig. 1 (PP' — perii principale; pp' — perii auxiliare; pr — praf de dispersie).

Tensiunea în gol a maşinii, este asigurată de înfăşurarea în derivaţie, aşezată pe polii principali. Alura căzătoare a caracteristicii statice este asigurată prin acţiunea comună a înfăşurării în derivaţie şi a unei înfăşurări suplimentare care este alimentată de la nişte perii auxiliare aşezate în axa polilor principali. In circuitul înfăşurării suplimentare se află o rezistenţă care permite o reglare fină, practic continuă şi într-un domeniu foarte larg, a curentului de sudură. Caracteristica dinamică înclinată, este asigurată de pragurile de dispersie de pe polii de comutaţie, care permit variaţii rapide, în repartiţia cîmpurilor magnetice din rotorul maşinii în timpul proceselor tranzitorii.

Problema proiectării acestui tip de maşină este dificilă, deoarece nu posedăm relaţii matematice deduse teoretic, sau empirice, care să stabilească dimensiunile maşinii în funcţie de

condiţiile pe care i le impunem. Singura parte a maşinii care poate fi proiectată este rotorul şi unele mărimi legate de el.

In prezentul articol se dă o metodă de a calcula un număr de puncte de pe caracteristicile statice

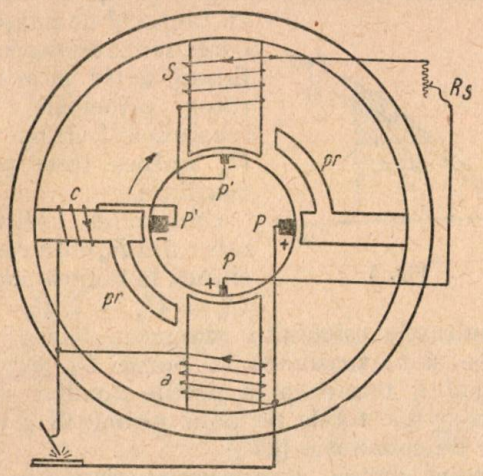


Fig. 1

ale unei maşini cu dimensiuni şi materiale cunoscute. Prin urmare o metodă de calcul a maşinii ar putea fi următoarea: calculăm rotorul şi mărimile legate de el, apoi fixăm celelalte mărim ale maşinii prin încercări, astfel încît, caracteristicile statice pe care le determinăm să corespundă în mod optim.

Determinarea caracteristicilor statice

Metoda. In principiu, problema determinării caracteristicilor statice reprezintă determinarea unei suprafeţe într-un sistem trirectangular (fig. 2) în care pe cele trei axe se măsoară ten-

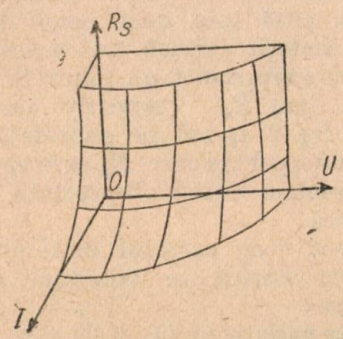


Fig. 2

siunea la borne U, curentul de sudură I şi valoarea rezistenţei de reglare R_s. Intersecţia acestei suprafeţe prin plane paralele cu planul axelor U şi I determină nişte curbe, care proiectate pe planul $U-I$ reprezintă tocmai familia caractersticilor statice, parametrul fiind R_s, adică: $U = f(I, R_s)$.

Practic se pot calcula la un număr de puncte cîte trei valori asociate U, I şi R_s. Acest calcul este compus dintr-un calcul magnetic şi unul electric.

Calculul magnetic. In cele ce urmează ne vom referi la fig. 3 şi 4 şi la notaţiile din ele. Fig. 3 reprezintă fluxurile în diferitele porţiuni ale

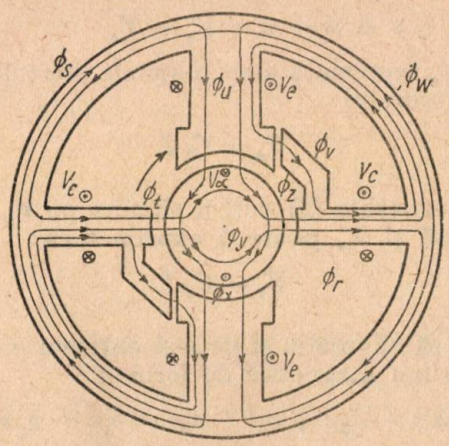


Fig. 3.

maşinii, iar fig. 4 tensiunile magnetice respective.

Se aleg două variabile: fluxul care trece prin poli principali în rotor Φ_x şi fluxul care trece prin polii de comutaţie în rotor Φ_t. Pentru valori

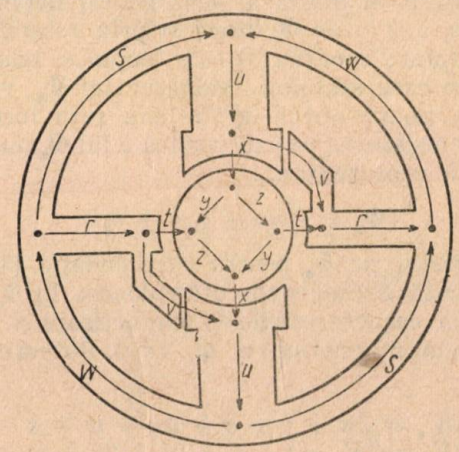


Fig 4

date ale variabilelor vrem să găsim amperi-spirele necesare pe polii principali $2V_e$ şi amperi-spirele pe polii de comutaţie $2V_c$. In acest scop exprimăm toate fluxurile în funcţie de Φ_x şi Φ_t:

$$\Phi_y = \frac{1}{2}(\Phi_x - \Phi_t)$$

$$\Phi_z = \frac{1}{2}(\Phi_x + \Phi_t)$$

$$\Phi_u = \Phi_x + \Phi_v \qquad (1)$$

$$\Phi_w = \frac{1}{2}(\Phi_x + \Phi_t) + \Phi_v$$

$$\Phi_s = \frac{1}{2}(\Phi_x - \Phi_t)$$

$$\Phi_r = \Phi_t + \Phi_v .$$

Inafară de acestea mai putem stabili trei ecuaţii de tensiuni magnetice :

$$\begin{aligned} &2x + z + y + 2u + w + s = 2V_a \\ &t - v + x + z = -V_a \\ &r + v + w + u = V_a + V_e \end{aligned} \qquad (2)$$

unde V_a reprezintă amperi-spirele sfertului periferiei rotorului

$$V_a = C_1 I.$$

Din ecuaţiile (2) putem elimina pe V_a. Deoarece însă şi V_e poate fi exprimat ca :

$$V_e = C_2 I$$

putem să eliminăm şi pe I şi obţinem o ecuaţie de tensiuni magnetice de forma :

$$a_1 x + a_2 z + a_3 y + a_4 t + a_5 s = b_1 v + b_2 w + b_3 r. \qquad (3)$$

Pentru dimensiunile maşinii cunoscute şi Φ_x şi Φ_t alese membrul întîi al ecuaţiei (3) este determinat deoarece din relaţiile (1) aflăm uşor fluxurile iar din curbele de magnetizare obţinem tensiunile magnetice corespunzătoare.

Membrul al doilea al ecuaţiei (3) depinde de Φ_x şi Φ_t dar şi de Φ_e direct şi prin relaţiile (1). Prin urmare ecuaţia (3) este tocmai o relaţie de condiţie care stabileşte valoarea lui Φ_e, valoare care se poate obţine grafic sau prin încercări. Pentru obţinerea pe cale grafică a lui Φ_e nu avem decît să reprezentăm :

$$\Phi_e = f(b_1 v + b_2 w + b_3 r)$$

şi să găsim pe Φ_e pentru care ecuaţia (3) este satisfăcută. Avînd cunoscută valoarea lui Φ_e obţinem din caracteristicile de magnetizare şi restul tensiunilor magnetice : v, w, r şi u. Putem calcula deci :

$$\begin{aligned} 2V_e &= 2x + y + z + 2u + w + s \\ 2V_a &= 2V_e = z - y + 2t + 2r + w - s. \end{aligned} \qquad (4)$$

Valoarea lui Φ_x ne dă valoarea tensiunii electromotoare induse între periile principale U_e. De asemenea din ecuaţiile (4) rezultă că $2V_e - 2V_a$ este proporţional cu curentul principal I care poate fi deci calculat.

Insă $\Phi_x = f(x)$, aşa numita caracteristică de trecere, depinde şi de curentul principal I. Vom trasa caracteristicile de trecere pentru diferiţi curenţi pornind de la valoarea $I = 0$ pînă la curentul maxim de scurtcircuit $I = I_{k\,max}$

Pornind deci de la Φ_x şi Φ_t trebuie să obţinem un I care să fie egal cu curentul pentru care s-a luat valoarea lui x din caracteristica de trecere. Aprecierea iniţială a curentului I este uşurată de observaţia că Φ_t variază aproape liniar cu curentul I, deoarece circuitul magnetic al fluxului de comutaţie trebuie astfel ales ca el să rămînă nesaturat.

Tot caracteristicile de trecere determină fluxul reacţiei de indus care se închide prin talpa polului principal. Acest flux este proporţional cu suprafaţa haşurată din fig. 5.

Fluxul reacţiei de indus Φ_a ţinînd seama de factorul său de înfăşurare mai puţin Φ_t înmulţit cu factorul de înfăşurare corespunzător determină fluxul activ în axa periilor principale, deci tensiunea electromotoare U_e indusă între periile auxiliare.

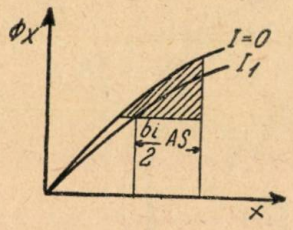


Fig. 5

Cunoscînd rezistenţa rotorului R_a obţinem tensiunea la bornele maşinii $U_b = U_e - I.R_a$.

Rezultatele calculului magnetic folosite mai departe sînt : tensiunea la borne U_b, curentul principal I, tensiunea la periile auxiliare U_e şi amperi-spirele totale pe polii principali ($2V_a$) şi pe cei de comutaţie ($2V_e$).

Calculul electric. Presupunem că avem alese înfăşurările de pe polii principali adică înfăşurarea în derivaţie şi înfăşurarea suplimentară.

Pentru o tensiune la borne rezultă deci valoarea amperi-spirelor în derivaţie. Scăzînd din $2V_a$ valoarea amperi-spirelor în derivaţie obţinem valoarea amperi-spirelor suplimentare prin urmare şi curentul i_s (din înfăşurarea suplimentară). Putem să obţinem astfel valoarea rezistenţei de reglare R_s

$$R_s = \frac{U_e - \Delta U_e}{i_s} - r_s (+R_a) \qquad (5)$$

unde r_s reprezintă valoarea constantă a rezistenţei înfăşurării suplimentare, iar ΔU_e este căderea de tensiune la periile auxiliare.

Problema pusă este deci rezolvată obţinîndu-se prin metoda expusă trei valori asociate : U, I şi R_s care reprezintă un punct în planul U-I (parametru fiind R_s) respectiv un punct în spaţiul din fig. 2 aşezat pe suprafaţă. Punctele astfel obţinute, pentru care R_s este acelaşi, unite între ele printr-o curbă, reprezintă o caracteristică statică.

In rezumat deci, calculul unui punct de pe caracteristica statică se compune din următoarele etape :

1) Se aleg variabilele Φ_x şi Φ_t şi se calculează fluxurile din toate porţiunile maşinii adoptînd pe Φ_e în aşa fel ca ecuaţia de condiţie (3) să fie satisfăcută.

2) Se calculează apoi mărimile electrice din amperi-spirele obţinute pe poli şi se verifică dacă curentul de sudură I, corespunde cu curentul pentru care s-a scos x din caracteristica $\Phi_x = f(x)$.

In concluzie, singura greutate în acest calcul îl reprezintă alegerea lui Φ_e şi x, ale căror valori trebuie verificate ulterior în felul arătat mai sus.

Exemplu de calcul. Pentru a fixa mai bine ideile vom calcula un asemenea punct la o maşină de acest tip.

Datele de bază ale maşinii sînt:

— Curentul de sudură permanent maxim $I = 250$ A
— Tensiunea în gol $U_0 = 60$ V
— Tensiunea maximă a arcului $U_a = 30$ V
$n = 2\,900$ rot/min

Mergînd pe calea clasică de proiectare a unei maşini de curent continuu s-au calculat, respectiv s-au admis următoarele dimensiuni şi mărimi principale:

Raportul dintre lungimea ideală şi pasul polar

$$\frac{l_i}{\tau_p} = \lambda = 0{,}55$$

s-au ales doi poli deci $p = 1$.

S-a ales diametrul rotorului

$$D_a = 18 \text{ cm}$$

rezultă pasul polar $\tau_p = 28{,}3$ cm deci lungimea ideală a rotorului este

$$l = \lambda\tau_p = 28 \cdot 3 \cdot 0{,}55 = 15{,}5 \text{ cm}.$$

Admitem acoperirea polară

$$\alpha = \frac{b_i}{\tau_p} = 0{,}72$$

unde b_i este lăţimea ideală a polului principal.

Se adoptă o înfăşurare ondulată cu numărul de bare

$$N = 148$$

şi cu două perechi de căi de înfăşurare $a = 2$ deci numărul crestăturilor este

$$Z = \frac{N}{2a} = \frac{148}{4} = 37 \text{ crestături}$$

iar numărul lamelelor de colector $K = a \cdot Z = 2 \cdot 37 = 74$ lamele.

Intr-o crestătură se introduc 4 bare de secţiune dreptunghiulare

$$q = 2{,}4 \cdot 5{,}8 = 13{,}9 \text{ mm}^2$$

aceste bare se introduc în crestătura din fig. 6 avînd dimensiunile

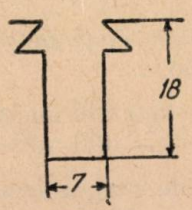


Fig. 6

lăţimea $b_c = 7$ mm
înălţimea $h = 18$ mm.

Considerînd după formule empirice lungimea unei bare

$$L = 0{,}5 \text{ m}$$

rezultă rezistenţa înfăşurării rotorului

$$R_a = 0{,}0076\ \Omega.$$

Intrefierul sub talpa polului principal se alege

$$\delta = 3 \text{ mm}.$$

Calculînd prin metoda clasică zona de comutaţie avînd un diametru de colector

$D_k = 14{,}4$ cm şi lăţimea periei
$b_p = 1{,}6$ cm obţinem zona de comutaţie
$\beta = 2{,}6$ cm. Admitem lăţimea tălpii polului de comutaţie $b_{co} = 3$ cm şi întrefierul respectiv sub polul de comutaţie $\delta_c = 8$ mm.

Rotorul este construit din tablă sovietică E_1A înălţimea jugului rotoric fiind:

$$h_r = 4{,}5 \text{ cm}.$$

Polul principal este confecţionat din tole identice cu cele ale rotorului avînd lăţimea corpului

$b_{pol} = 12$ cm şi lungimea axială
$l_{pol} = 14$ cm.

In polul principal se frezează un istm avînd dimensiunile din fig. 7. Necesitatea plasării acestui istm rezultă din încercările care s-au efectuat pentru a obţine caracteristicile dorite.

Polul de comutaţie se execută tot lamelat avînd lăţimea corpului

$b_{pc} = 6$ cm şi lungimea axială

$l_{pc} = 14$ cm.

Şuntul de dispersie are forma şi dimensiunile din fig. 7, întrefierul $\delta_s = 6$ mm. Carcasa este din oţel turnat avînd caracteristica de magnetizare dată în A. E. Alexeev: „Motoare electrice de tracţiune" Moscova, 1951.

Infăşurarea în derivaţie are numărul de spire:

$w_d = 1\,340$ spire şi rezistenţa

$R_d = 14{,}7\ \Omega.$

Infăşurarea suplimentară are

$w_s = 680$ spire şi rezistenţa

$r_s = 4\ \Omega.$

Infăşurarea de comutaţie are

$w_c = 24$ spire şi rezistenţa

$r_c = 0{,}00312\ \Omega.$

Motive analoage acelora pentru plasarea istmului au determinat şi aplicarea unei înfăşurări serie contrare avînd

$w_{co} = 4$ spire şi rezistenţa

$r_{co} = 0{,}000825\ \Omega.$

Avînd date dimensiunile principale ale maşinii vom da în tabela 1 secţiunile de trecere ale fluxului magnetic prin diferitele porţiuni ale maşinii şi lungimile liniilor de cîmp mijlocii. Acestea se pot determina trasînd liniile de cîmp respectiv construind tuburile de forţă în porţiunile din aer. Notaţiile folosite sînt cele din fig. 3 şi 4.

3. Periile în circuitul înfăşurării suplimentare sînt perii bronz grafit BG4 cu o cădere de tensiune pe perechea de perii de 0,2 V.

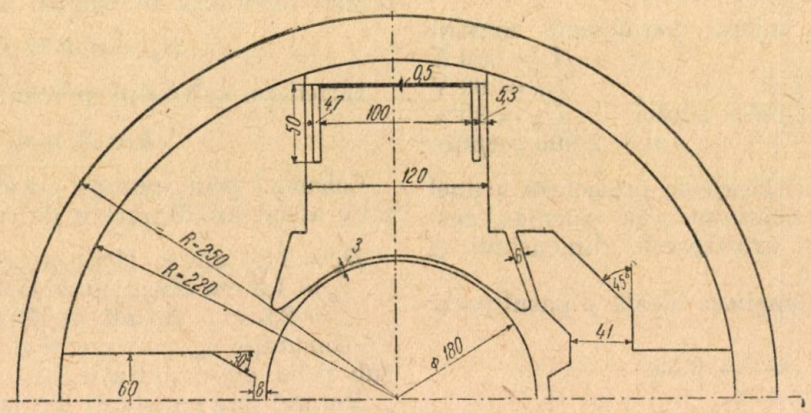


Fig. 7

Tabela 1

Porţiunea	Secţiunea cm	Lungimea liniei porţiunea respectivă, cm
y	121,5	10
z	121,5	10
u	160	7,5 *)
r	80	8
w	200	37
s	200	37

*) S-a scăzut din valoarea dată lungimea de 5 cm a istmului.

Pentru porţiunile *x*, *v* şi *t* dăm în fig. 8 caracteristicile fluxului în funcţie de tensiunile magnetice respective. Caracteristica istmului este dată tot în fig. 8.

In privinţa fluxului transversal rezultant, acesta se poate calcula făcînd diferenţa dintre amplitudinile armonicilor fundamentale ale fluxului reacţiei de indus $c_q \Phi_a$ şi a fluxului de comutaţie $c_1 \Phi_t$. Constantele c_q şi c_1 se pot calcula la rîndul lor şi se obţine pentru această maşină :

$$c_q = 0{,}5255 \text{ şi}$$
$$c_1 = 0{,}416.$$

Precizări şi corecţii :

1. Datorită istmului va trebui să introducem în toate relaţiile în loc de *u* (tensiunea magnetică pe polul principal) $u + i$, unde *i* este tensiunea magnetică pe un istm.

2. Periile în circuitul principal sînt perii sovietice EG4 cu o cădere de tensiune de 2 V pe perechea de perii.

4. Ecuaţia de condiţie (3) pentru această maşină rezultă

$$11x + 48\ t + 29{,}5z - 18{,}5y - 18{,}5s = 11v - 18{,}5w - 37\ r \qquad (3)$$

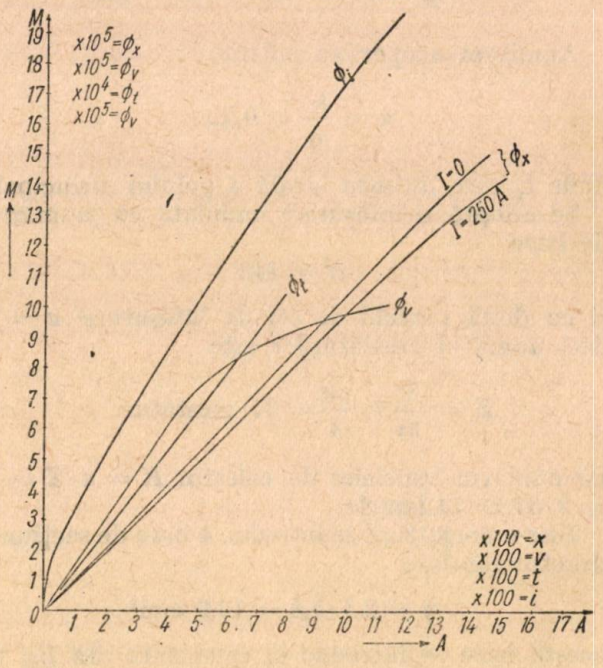


Fig. 8

Calculul unui punct de pe caracteristică. Alegem valorile variabilelor :

$$\Phi_x = 900\,000 \text{ maxweli.}$$
$$\Phi_w = 70\,000 \text{ maxweli.}$$

Din curbele de magnetizare obţinem :

$$t = 531 \text{ A}$$
$$z = 34{,}9 \text{ A}$$
$$y = 25{,}4 \text{ A}$$
$$s = 138.$$

Admiţînd că curentul principal $I = 250$ A, rezultă că pentru $\Phi_x = 900\,000$ maxweli corespunde $x = 918$ A.

Cu aceste valori membrul întîi al ecuaţiei de condiţie capătă valoarea:

$$K_1 = 33\,505$$

Atribuim lui Φ_v valoarea

$\Phi_v = 580\,000$ maxweli şi rezultă

$v = 3\,800$ A şi $w = 385$ A.

Cu acestea membrul doi al ecuaţiei de condiţie se obţine: $K_2 = 33\,500$, prin urmare aproximaţia lui Φ_v este destul de bună. Din curbele de magnetizare obţinem uşor:

$2r = 61{,}8$ A; $2u = 181{,}8$ A; şi $2i = 865$ A

Avînd astfel toate tensiunile magnetice obţinem cu ajutorul ecuaţiilor (4)

$$2V_e = 3\,371 \text{ A şi } 2V_c = 6\,020 \text{ A.}$$

Deci

$$I = \frac{2V_c}{w_c} = \frac{6\,020}{24} = 251 \text{ A.}$$

Prin urmare şi curentul I a fost just apreciat în cazul adoptării lui x ($I = 250$ A).

Tensiunea electromotoare pentru $\Phi_x = 900\,000$ maxweli este $U_e = 32{,}2$ V iar tensiunea la borne scăzînd căderea de tensiune $IR_a = 2{,}69$ V şi căderea de tensiune la perii de 2 V este $U_b = 27{,}51$ V.

Planimetrînd suprafaţa din caracteristica de trecere (ca în fig. 5) obţinem valoarea lui Φ_a şi

$c_2 \Phi_a = 466\,000$ maxweli iar

$c_1 \Phi_i = 29\,100$ maxweli.

Deci fluxul transversal rezultant (obţinut prin scăderea valorilor de mai sus) este:

$$\Phi_{transv} = 436\,900 \text{ maxweli}$$

cu care rezultă tensiunea electromotoare între periile auxiliare

$$U_c = 15{,}45 \text{ V.}$$

Prin înfăşurarea în derivaţie, la tensiunea la borne dată mai sus, va trece un curent i_d dînd amperi-spirele

$$w_d i_d = \frac{U_b w_d}{R_d} = \frac{27{,}51 \cdot 1\,340}{14{,}70} = 2\,518 \text{ A.}$$

Amperi-spirele înfăşurării serie contrare sînt

$$w_{co} I = 4 \cdot 251 = 1\,004 \text{ A}$$

Deoarece

$$2V_e = w_d i_d - w_{co} I - w_s i_s$$

unde i_s e curentul prin înfăşurarea suplimentară rezultă

$$w_s i_s = 1\,857 \text{ şi } i_s = 2{,}73 \text{ A}$$

După relaţia (5)

$$R_s = \frac{15{,}45 - 0{,}2}{2{,}73} - 4 = 1{,}33 \ \Omega.$$

Cele trei valori asociate sînt deci:

$$U_b = 27{,}51 \text{ V}$$

$$I = 251 \text{ A}$$

$$R_s = 1{,}33 \ \Omega.$$

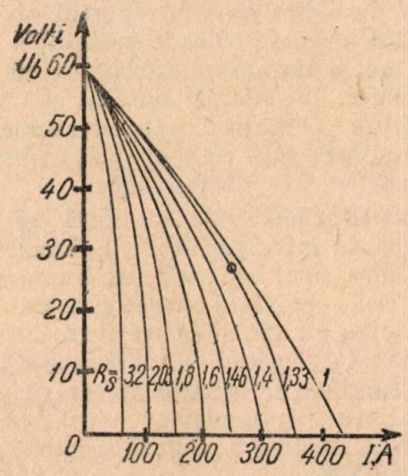


Fig. 9

Pe baza acestei metode s-a mai calculat o serie de puncte şi s-au trasat caracteristicile statice reprezentate în fig. 9.

Bibliografie

[1] *Parteni Antoni C*: Curs de maşini electrice, vol. I, ediţia III, Inst. Politehnic Iaşi, 1948.

[2] *Brown Boveri*: Machines de soudure e'lectriques a l'arc et transformateurs de soudure, nr. 1928, F-IV.5 (XI.16) 67844.

★

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СВАРОЧНОГО АГРЕГАТА С ПОРОГОМ РАССЕЯНИЯ

Резюме

Дается метод определения статических характеристик сварочного агрегата постоянного тока, с порогом рассеяния. Метод основывается на расчете магнитопроводов машины по которым можно определить некот рое ч сло точек на характеристике. В продолжение, указывается, что методом проектирования такой машины являются последовательные испытания, фиксируя в начале, в некотором роде произвольно, размеры, а затем изменяя их получают таким образом наиболее соответствующие статические характеристики.

PROBLEME ÎN LEGATURĂ CU CALCULUL ŞI CONSTRUCŢIA AUTOTRANSFORMATOARELOR

Ing. ST. GROSU

Se preconizează în primul rînd o mai largă utilizare a autotransformatoarelor ceea ce ar conduce la economii de materiale şi energie. In al doilea rînd de prezintă, într-o formă probabil nouă, raporturile dintre transformator şi autotransformator. In sfîrşit, se arată principiile de construcţie şi calcul al autotransformatoarelor.

I. Folosirea autotransformatoarelor în locul transformatoarelor este un mijloc prin care se pot face importante economii atît în privinţa materialelor cît şi în aceea a consumului de energie electrică.

Pentru o aceeaşi putere, autotransformatoarele sînt în mod simţitor mai ieftine şi cu randament mai bun. Astfel preţul unui autotransformator de 5 600 kVA la raportul de transformare 26/35 kV este redus la mai puţin de jumătate din acela al unui transformator cu aceleaşi caracteristici. Pierderile sînt şi ele mai mici ca jumătate. Gabaritul este de asemenea simţitor micşorat ceea ce uşurează transportul şi reduce cheltuielile de instalaţie.

Autotransformatoarele au însă şi anumite inconveniente principiale care limitează folosirea lor : *a*) lipsa unei separaţii între tensiunea primară şi cea secundară ceea ce este cu atît mai dezavantajos cu cît diferenţa între acestea este mai mare ; *b*) tensiuni de scurtcircuit prea mici ceea ce conduce la eforturi mecanice şi termice prea mari în cazul unui eventual scurt circuit *c*) folosirea exclusivă a unei singure grupe de conexiuni (YY_{12}).

Un studiu mai amănunţit al condiţiilor de funcţionare ale autotransformatoarelor ar conduce pe de o parte la extinderea folosirii lor acolo unde se renunţă la ele în mod neraţional iar pe de altă parte s-ar exclude folosirea lor acolo unde inconvenientele de exploatare întrec avantajiile arătate mai sus. In general, extinderea folosirii autotransformatoarelor, conduce la rezultate importante pentru economia naţională şi în special pentru economia de materiale deficitare : cupru şi fier silicios.

In cele ce urmează se vor analiza probleme în legătură cu calculul şi construcţia autotransformatoarelor. Cu această ocazie se vor lămuri în parte şi unele probleme în legătură cu domeniul de folosire al autotransformatoarelor.

Calculul şi construcţia autotransformatoarelor vor fi tratate în mare măsură în legătură cu calculul şi construcţia transformatoarelor.

De aceea este necesar, în primul rînd, a se preciza raporturile dintre transformatoare şi autotransformatoare.

II. Autotransformatoarele sînt transformatoare prevăzute cu un singur bobinaj. Dacă între două puncte ale acestui bobinaj se aplică o tensiune, atunci între celelelate apar tensiuni care rezultă din cea aplicată, proporţional cu numărul de spire.

1. *Autotransformatorul în gol.* Spre exemplu, pe un miez de fier monofazat (fig. 1) se înfăşoară un bobinaj avînd W spire. Dacă între punctele

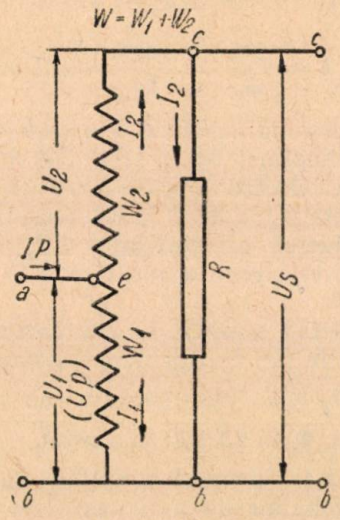


Fig. 1

a şi b între care se găsesc W_1 spire se aplică o tensiune U_p, între punctele b şi c între care se găsesc W spire se obţine o tensiune U_s dată de relaţia :

$$U_s = U_p \frac{W}{W_1}.$$

Intre punctele a şi c între care se găsesc W_2 spire se va obţine o tensiune U_2 dată de relaţia :

$$U_2 = U_p \frac{W_2}{W_1}.$$

Dacă tensiunea se aplică între punctele a şi b şi se foloseşte între punctele b şi c autotransformatorul, acesta va fi ridicător de tensiune ; invers, autotransformatorul este coborîtor de tensiune.

In mod practic, tensiunea ce se aplică între cele două puncte trebuie să fie astfel încît inducţia rezultată să nu fie prea mare, astfel ca să nu dăuneze prin pierderi prea mari în fier sau printr-un curent prea mare de mers în gol.

2. *Autotransformatorul în sarcină.* Dacă între punctele *b* şi *c* (fig. 1) se leagă rezistenţa *R* vom avea schema unui autotransformator ridicător de tensiune în sarcină. Pentru a explicita modul de funcţionare al unui autotransformator în sarcină vom urmări în cele ce urmează modul în care un transformator prin schimbarea legăturilor devine autotransformator.

Se consideră un transformator obişnuit monofazat cu două înfăşurări separate (fig. 2).

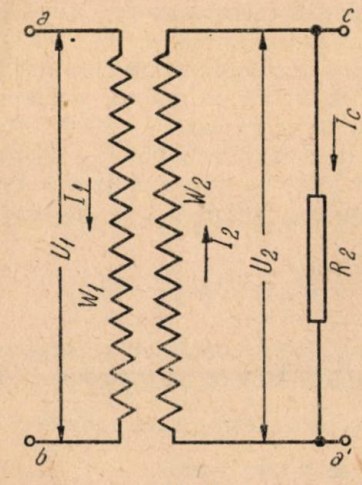


Fig. 2

Primarul este alimentat la tensiunea U_1 şi are un număr de spire W_1. Secundarul are tensiunea U_2 şi are W_2 spire. La bornele secundarului se montează o rezistenţă R_2 prin care circulă curentul I_2 dat de relaţia:

$$I_2 = \frac{U_2}{R_2}.$$

Puterea în secundar este:

$$P_2 = U_2 I_2.$$

Puterea în primar este:

$$P_1 = U_1 \cdot I_1$$

(se neglijează curentul de magnetizare).

Dacă se neglijează pierderile se poate scrie:

$$P_1 = P_2.$$

Se unesc punctele *a* şi *a'* între ele (fig. 3). Se presupune că bobinajele primar şi secundar au astfel sensul, că tensiunile se adună.

In acest caz între punctele *b* şi *c* va exista o tensiune U_s dată de relaţia:

$$U_s = U_1 + U_2.$$

Se montează între punctele *a* şi *b* o rezistenţă R_1, astfel aleasă încît prin ea să circule tot curentul I_2.

Fig. 3 se poate reprezenta şi sub forma din fig. 4, identică în principiu dar mai sugestivă.

Intre punctele *a* şi *b* circulă curentul I_p care este egal cu suma curenţilor I_1 şi I_2.

Se poate scrie:

$$I_p = I_1 + I_2.$$

Se observă că în punctul *d* se încrucişează două căi de curent (una este formată de grupul celor două rezistenţe iar cealaltă este conductorul de la punctul *a* pînă la *e*. Cum pe fiecare din cele două căi curentul respectiv este acelaşi, atît înainte de încrucişare cît şi după, dacă se

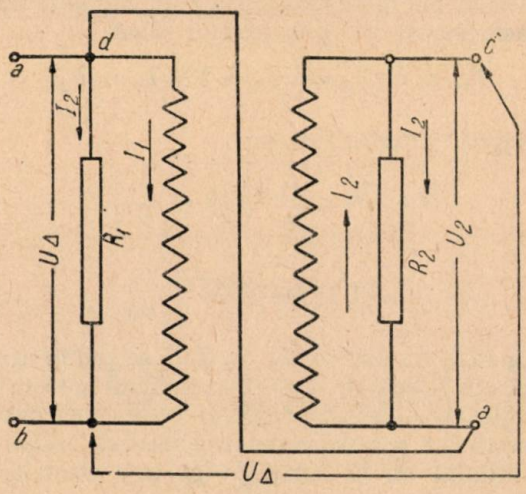


Fig. 3

desface contactul din punctul *d*, nimic nu se va schimba în distribuţia curenţilor şi valorilor tensiunilor.

Se obţine în felul acesta schema din fig. 5 identică din punct de vedere electric cu cea din fig. 4.

Grupa celor două rezistenţe poate fi înlocuită prin rezistenţa $R = R_1 + R_2$. Se obţine schema

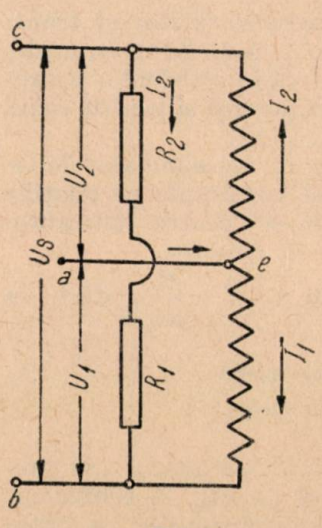


Fig. 4

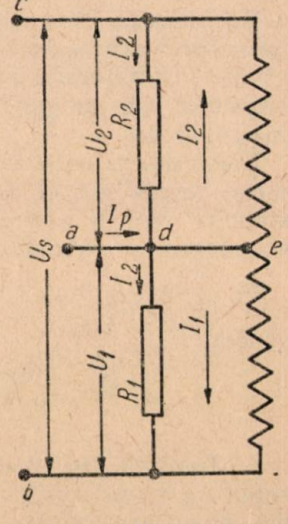


Fig. 5

din fig. 1 identică din punct de vedere electric cu precedenta.

După cum am mai spus însă, fig. 1 reprezintă un autotransformator ridicător de tensiune ali-

mentat cu tensiunea U_1 care se va nota cu U_p, debitînd pe rezistența R un curent I_2 sub o tensiune U_s și avînd deci o putere:

$$P_a = U_s I_2.$$

Din această succesiune de scheme rezultă următoarele: un autotransformator de putere $P_a = U_s I_2$ este echivalent din punct de vedere electromagnetic (bobinaj și circuit magnetic) și deci al energiei transmisă prin inducție cu un transformator de putere mai mică

$$P_{te} = U_2 I_2 = (U_s - U_p) I_2 = P_2.$$

Raportul puterilor este:

$$\frac{U_s - U_p}{U_s} = \frac{P_{te}}{P_a} = \left(1 - \frac{1}{K}\right).$$

Se notează $K = \frac{U_s}{U_p}$.

La relațiile dintre I_p, I_1 și I_2 se putea ajunge și direct, dacă se aplică principiul conservării energiei și neglijînd pierderile se scrie că puterea în secundar a autotransformatorului, trebuie să fie primită de la sursa de energie electrică cu tensiunea U_p.

In acest caz: $I_p U_p = I_2 U_s$
de unde:

$$I_p = \frac{I_2 U_s}{U_p}.$$

Pe de altă parte în punctul e (fig. 1) se poate scrie:

$$I_p = I_1 + I_2$$

din legea lui Kirchoff.

Echivalența între autotransformator și transformatorul corespunzător s-a făcut considerîndu-se că sarcinile sînt niște rezistențe. Raționamentul este în general același și pentru cazul impedanțelor.

Ridicarea și coborîrea de tensiune sînt fenomene reversibile și deci concluziile și relațiile stabilite vor fi aceleași și pentru un autotransformator coborîtor de tensiune.

In acest caz vom nota pe $K = \frac{U_p}{U_s}$, deci în general

$$K = \frac{\text{tensiunea înaltă}}{\text{tensiunea joasă}}.$$

3. *Autotransformatorul în scurtcircuit.* Să presupunem transformatorul din fig. 2, echivalent din punct de vedere electromagnetic cu autotransformatorul din fig. 1.

Să presupunem că se leagă secundarul transformatorului în scurtcircuit. Pornind de la 0, ridicăm tensiunea în primar pînă cînd I_2 are valoarea nominală. Notăm tensiunea cu U_{kte}.

I_2 este cauzat de forța electromotoare E_{2t} indusă în secundar

$$E_{2t} = U_{kte} \frac{W_2}{W_1}$$

U_{kte} este tensiunea de scurtcircuit a transformatorului echivalent.

Ea depinde de construcția transformatorului și are (dacă construcția este normală) valori uzuale aproximativ între 3% și 7%.

Dacă același transformator se leagă ca în fig. 1, (deci ca autotransformator), iar bornele b și c se leagă în scurtcircuit pentru a se obține același curent I_2, va trebui ca asupra bobinei cuprinse între e și c, să se exercite aceeași forță electromotoare ca în cazul precedent E_{2t}. Pentru aceasta vom aplica între punctele a și b o tensiune pe care o notăm U_{ka}. Intre U_{ka} și E_{2t} se poate scrie relația

$$E_{2t} = U_{ka} \frac{W_2}{W_1} + U_{ka}$$

deoarece U_{ka} (echivalent cu o forță electromotoare) se aplică direct la bornele e și c și se adună cu forța elctromotoare indusă: $U_{ka} \frac{W_2}{W_1}$. In continuare se poate scrie:

$$U_{kte} \frac{W_2}{W_1} = U_{ka} \frac{W_2}{W_1} + U_{ka} = U_{ka}\left(1 + \frac{W_2}{W_1}\right)$$

$$U_{ka} = U_{kte} \frac{\frac{W_2}{W_1}}{1 + \frac{W_2}{W_1}} = U_{kte}\left(1 - \frac{1}{K}\right)$$

U_{ka} fiind prin modul în care a fost definită, chiar tensiunea de scurtcircuit a autotransformatorului.

Rezultă din cele de mai sus că tensiunea de scurtcircuit a autotransformatorului este mai mică decît tensiunea de scurtcircuit a transformatorului echivalent, raportul lor fiind $\left(1 - \frac{1}{K}\right)$.

III. Calculul și construcția autotransformatoarelor. In prima aproximație calculul și construcția autotransformatoarelor s-ar putea face ținînd seama de transformatorul echivalent după principiile folosite în mod uzual pentru transformatoare și pentru puterea respectivă P_{te} și apoi s-ar lega astfel ca să funcționeze ca autotransformator. Din U_{kte} calculat după formulele uzuale ale tensiunii de scurtcircuit la transformatoare s-ar obține U_{ka}.

Există însă o serie de elemente care fac ca transformatorul echivalent să difere constructiv într-o anumită măsură de transformatorul uzual de aceeaș putere. Să analizăm aceste elemente și să vedem care sînt concluziile respective.

1. *Pierderile.* Pierderile autotransformatoarelor nu sînt încă precizate prin standarde așa cum

este cazul transformatoarelor. In general un autotransformator de putere P_a pentru a avea același randament cu un transformator de aceeași putere P_t ar trebui să aibă pierderile cestuia. Dacă însă ținem seama că din punct de vedere constructiv rezulta transformatorul echivalent de putere P_{te}, pierderile acestuia sînt mai mici. Randamentul autotransformatorului va rezulta mai bun decît al transformatorului P_t. In mod practic pierderile se iau la o valoare intermediară (între cele cuprinse în standarde pentru puterile P_t și P_{te}). Randamentul autotransformatorului rezulta deci mai bun ca al transformatorului. In general la autotransformatoare pierderile sînt limitate mai mult de încălzire decît de randament (temperaturile maxime admise sînt în general aceleași pentru autotransformatoare ca și pentru transformatoare). In privința pierderilor în fier chiar dacă randamentul și încălzirea permit, nu se recomanda a se folosi inducții prea mari, deoarece la autotransformatoare, folosind grupa de conexiuni stea-stea intervine efectul supărător al armonicii 3.

2. *Izolația.* Izolația între înfășurări și masa se face în mod identic ca la transformatoare. In ceea ce privește izolația între primar și secundar condițiile la autotransformatoare sînt mai avantajoase deoarece la acestea, izolația nu trebuie făcută pentru tensiunea nominală cea mai mare a înfășurărilor ci pentru diferența lor. In realitate acest avantaj este anulat de multe ori (după cum vom vedea mai tîrziu) de necesitatea de a lăsa între înfășurări distanțe mari pentru alt scop, acela de a nu avea tensiuni de scurtcircuit prea mici. Rezultă totuși, și în acest caz, un avantaj acela al unei mai mari siguranțe în izolație. Tot pentru acest motiv se potrivesc mai bine autotransformatoarele pentru construcția în aer.

3. *Eforturile la scurtcircuit.* Eforturile la scurtcircuit constituie principala problemă în legătură cu construcția autotransformatoarelor.

După cum se știe ,eforturile la scurtcircuit sînt : mecanice și termice. Ne vom ocupa în primul rînd de cele mecanice.

a) Eforturi mecanice. Studiul eforturilor mecanice de scurtcircuit în transformatoare nu este încă pus la punct el constituind încă obiectul unor cercetări teoretice și experimentale ale institutelor de cercetări.

Vom considera relațiile cel mai des folosite cu privire la eforturile mecanice de scurtcircuit *).

Astfel :

$$F_r = 6{,}4\ (I_n\sqrt{2})\ \frac{2\pi D_{med}}{H_k}\ 10^{-8}\ [\text{kg}]$$

în care :

F_r este forța radială dintre primar și secundar la curent nominal ;

I_n — amperi-spirele unei înfășurări ;

D_{med} — diametrul mediu pe canalul de dispersie (fig. 6) ;

H_k — înălțimea înfășurării în cm.

La scurtcircuit efortul este :

$$F_{rk} = a^2\left(\frac{100}{U_k}\right)F_r\ [\text{kg}] \qquad (1)$$

a fiind un coeficient care ține de fenomenul tranzitoriu care are loc la punerea în scurtcircuit și a cărui valoare maximă este 2, iar U_k tensiunea de scurtcircuit.

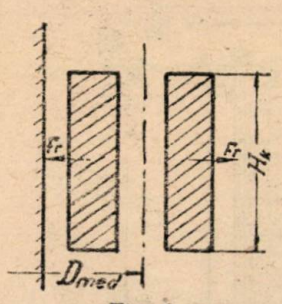


Fig. 6

Pentru forțele axiale folosim relația :

$$F_{ax} = k_a\frac{h}{100}F_{rk}[\text{kg}] \quad (2)$$

unde :

$$h = \frac{1}{H_1}\,100$$

k_a este un coeficient care depinde de asimetria h și care se deduce din tabele.

Să vedem acum care este situația eforturilor la autotransformatoare în comparație cu aceea a transformatoarelor.

Intre autotransformator și transformatorul echivalent situația este :

$$\frac{F_a}{F_{te}} = \left(\frac{K}{K-1}\right)^2.$$

Raportul de mai sus privește atît forțele radiale cît și pe cele axiale. Dacă transformatorul echivalent este construit ca un transformator obișnuit, rezultă pentru aceasta o tensiune de scurtcircuit și eforturi uzuale. In autotransformator însă rezultă eforturi mult mai mari, cu atît mai mari cu cît K este mai apropiat de valoarea 1. Pentru a face ca eforturile în autotransformator să fie ca în acelea dintr-un transformator obișnuit de putere P ar trebui ca transformatorul echivalent să fie construit cu o tensiune de scurt circuit de $\frac{K}{K-1}$ mai mare decît cea uzuală. Acest lucru este de foarte multe ori greu de realizat. De altfel se pot admite într-un autotransformator eforturi mai mari decît cele corespunzătoare unui transformator uzual de putere P_{te} dacă ne gîndim că eforturile autotransformatorului trebuie comparate cu acelea ale transformatorului de putere $P_t = P_a$ (cel care ar putea să-l înlocuiască în funcționare).

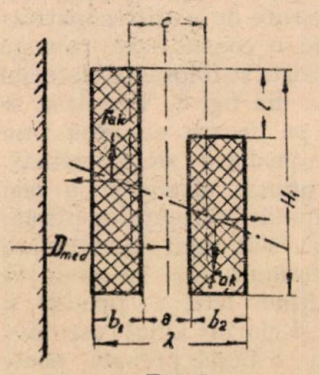


Fig. 7

*) *Bulgacov* : **Calculul transformatoarelor.**

Eforturile în transformatorul P sînt mai mari ca în P_{te}. Totuşi dacă s-ar admite în P_a aceleaşi eforturi ca în P_t ar rezulta pentru primul o situaţie defavorabilă avînd în vedere faptul că

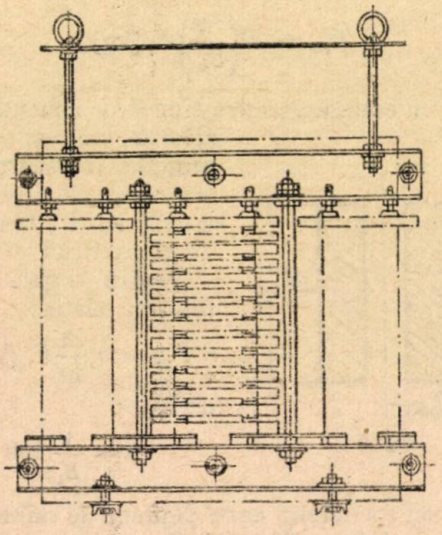


Fig. 8

aceleaşi forţe sînt repartizate în P_a pe o construcţie mai restrînsă şi deci rezultă presiuni mai mari.

In rezumat se alege o situaţie intermediară, transformatorul echivalent trebuind a fi calculat cu o tensiune de surtcircuit mai mare decît cea corespunzătoare în standarde transformatorului de putere P_{te}. Totuşi creşterea tensiunii de scurtcircuit poate fi mai mică decît cea indicată de factorul $\left(\frac{K}{K-1}\right)$. O apreciere cantitativă a acestei creşteri nu se poate face într-un spaţiu restrîns, ea urmînd a fi determinată de la caz la caz în funcţie de posibilităţile constructive şi valoarea lui K.

Măsurile de protecţie ale transformatorului împotriva eforturilor mecanice la scurtcircuit, trebuie completate cu elemente de ordin constructiv. Astfel este necesară o consolidare robustă a bobinajului. Pentru aceasta se foloseşte sistemul de presare al bobinajelor din fig. 8. Presarea se face în mod individual pe fiecare coloană prin şuruburi şi inele intermediare de pertinax. Acest sistem permite printre altele şi o mai bună egalizare între înălţimile bobinajelor primar şi secundar. In general sînt mai periculoase eforturile axiale. Din formula (2) se vede că dacă diferenţa de înălţime dintre primar şi secundar este mai mică şi efortul axial este mai mic. In afară de aceasta, o bună presare poate înlătura anumite fenomene de rezonanţă care pot amplifica efortul de scurtcircuit.

In fig. 9 şi 10 se văd efectele unui scurtcircuit asupra unui autotransformator de putere $P_a = 1\,500$ kVA cu raport de transformare 5 000/6 300 V cu $P_{te} = 300$ kVA. Tensiunea de scurtcircuit era circa 0,6%.

Bobinajul nu a rezistat efortului axial.

b) Eforturi termice.

Este absolut necesar ca autotransformatorul să fie protejat printr-un întrerupător automat cu declanşare rapidă. Dacă declanşarea se face într-un timp mai scurt ca 0,2 secunde, în general efectul termic de scurtcircuit poate fi suportat de bobinaj. Bine înţeles că acest timp este dependent de la caz la caz de tensiunea de scurtcircuit.

IV. Domeniul de folosire al autotransformatoarelor. Folosirea autotransformatoarelor este cu atît mai avantajoasă cu cît K este mai mic, deci cu cît este mai apropiat de valoarea 1. In general nu se folosesc autotransformatoare pentru valori ale lui K mai mari ca 2,5.

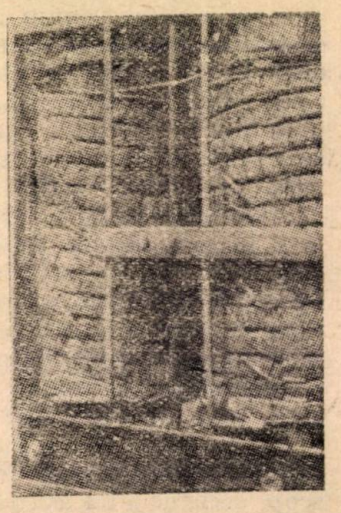


Fig. 9

Autotransformatoarele pot fi folosite în acele locuri în care inconvenientele semnalate la pct. I nu sînt supărătoare.

In privinţa instalaţilor de joasă tensiune, din motive de protecţie a muncii, nu se recomanda autotransformatoare (ca neavînd separată tensiunea înaltă de cea joasă) pentru diferenţe de tensiune între primar şi secundar mai mari ca 25% (deci pentru $K > 1{,}25$), atunci cînd tensiunea faţă de pămînt a uneia din înfăşurări este mai mare ca 250 V.

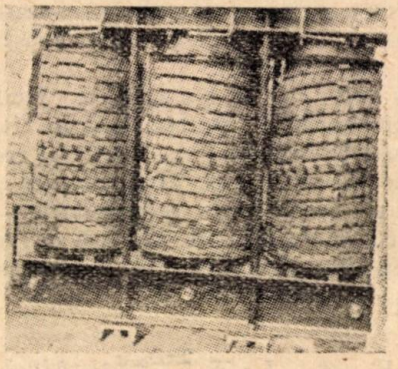


Fig. 10

Fac excepţie de la aceasta autotransformatoarele de pornire pentru motoare.

Tot din aceleaşi motive sînt excluse autotransformatoarele pentru coborîrea tensiunilor în scop de a se obţine tensiuni nepericuloase (nu

se folosesc autotransformatoare pentru protecţie).

In cazul instalaţiilor de înaltă tensiune, aceste restricţii în legătură cu protecţia muncii devin nu mai puţin stricte.

Aceasta pentru că pe de o parte atît tensiunea joasă cît şi cea înaltă sînt tot atît de periculoase, iar pe de alta prin legarea la pămînt a punctului neutru, fiecare tensiune îşi are faţă de pămînt o valoare bine stabilită.

Astfel în Uniunea Sovietică se folosesc autotransformatoare schimbătoare de tensiune între linii de 11 kV-22 kV şi 150 kV-220 kV.

Este evident că interesează nu numai problemele de protecţie a muncii ci şi cele de protecţie a maşinilor şi aparatelor instalate pe linii. In această privinţă supratensiunile de comutaţie, precum şi cele de origine atmosferică pot trece dintr-o linie în alta, ceea ce poate provoca inconveniente. Cît de mari sînt aceste inconveniente nu se poate analiza aici, problema avînd un caracter mai complicat.

Credem, că la noi în ţară s-ar putea, în orice caz utiliza cu succes autotransformatoare cu raportul 26/5 kV unde de obicei se folosesc transformatoare.

★

ВОПРОСЫ В СВЯЗИ С РАСЧЕТОМ И КОНСТРУКЦИЕЙ АВТОТРАНСФОРМАТОРОВ

Резюме

Предлагается в первую очередь расширить использование автотрансформаторов что привело-бы к экономии материалов и энергии. Во вторых представляются, вероятно в новом виде, соотношения между трансформатором и автотрансформатором. Наконец даются принципы конструкции и расчет автотрансформаторов.

AERUL CA DIELECTRIC

Conf. ing. L. FIHMAN

Se descriu proprietăţile dielectrice ale aerului: rezistivitatea, constanta dielectrică, pierderile dielectrice şi rigiditatea dielectrică. Sînt arătate bazele de calcul ale constantelor electrice ale aerului şi sînt date exemple de calcul. Sînt descrise, apoi, domeniile de utilizare ale aerului ca mediu dielectric.

Izolaţia electrică cea mai răspîndită în construcţii electrice este aerul, un dielectric natural, cu proprietăţi dielectrice foarte bune.

Conductele liniilor aeriene, aşa zise neizolate, de înaltă şi joasă tensiune, sînt de fapt izolate printr-un strat de aer. De asemenea, diferitele piese metalice care se găsesc sub tensiune în timpul funcţionării, aparţinînd diverselor aparate şi maşini, sînt foarte deseori izolate între ele prin straturi de aer de diferite grosimi.

Aerul atmosferic în straturile lui inferioare, învecinate direct cu suprafaţa pămîntului, are o compoziţie destul de complexă şi nu toţi componenţii lui contribuie la proprietăţile lui electroizolante. Aceşti componenţi pot fi împărţiţi în trei grupe fundamentale: componenţi permanenţi, variabili şi întîmplători.

Din prima grupă fac parte: oxigenul (aproximativ 21% după volum), azotul (aproximativ 78%) şi aşa numitele *gaze inerte*, (heliu, neon, argon, cripton) care formează împreună circa 1%. Conţinutul acestor părţi componente nu depinde practic de locul de pe suprafaţa globului pămîntesc, de unde este luată proba de aer.

In grupa a doua intră bioxidul de carbon (al cărui volum variază de obicei de la cîteva sutimi pînă la o zecime de procent), vaporii de apă (de la o zecime de procent în sus) şi hidrogenul (cantităţi mici). Aerul conţine totdeauna şi o oarecare cantitate de praf.

Prezenţa în aer a componenţilor întîmplători, grupa a treia depinde numai de condiţiile locale; în regiunile industriale aerul conţine deseori bioxid de sulf, amoniac, clor, bioxid de carbon produs de arderea combustibililor, praf de ciment, de var etc; în regiuni martime aerul conţine, în particule fine, apă de mare ş.a.m.d.

Proprietăţile dielectrice bune ale aerului se datorează componenţilor permanenţi inerţi, azotului şi gazelor inerte. Oxigenul, prin activitatea chimică mare, constituie cauza unor serii de fenomene primare şi secundare care fac ca prezenţa lui să fie dăunătoare.

Din grupa componenţilor variabili numai bioxidul de carbon se comportă ca inert. Ceilalţi componenţi atît din grupa a doua cît mai ales din grupa a treia, înrăutăţesc proprietăţile dielectrice ale aerului.

1. Conductibilitatea electrică a aerului

In cîmpuri electrice relativ slabe orice gaz este un dielectric bun. La presiuni foarte mici gazele au o serie de proprietăţi specifice de care nu ne vom ocupa aici. Ne vom ocupa în acest studiu de aerul în condiţii normale (sau la presiuni înalte).

Supus acţiunii unui cîmp electric, aerul este străbătut de un curent. Dependenţa între densitatea curentului care trece prin aer şi intensitatea cîmpului electric aplicat are caracterul arătat în fig. 1. La început variaţia $j = f(E)$ este liniară, ea este deci conformă cu legea lui Ohm. La intensităţi relativ mici ale cîmpului, curentul încetează de a mai creşte, trecînd în stare staţionară (de saturaţie). La intensităţi mari ale cîmpului, creşterea reîncepe, devenind rapidă (străpungerea dielectricului).

In cele ce urmează ne vom ocupa de primele două aspecte ale conductibilităţii aerului tratînd separat fenomenul de străpungere.

Ne vom ocupa, în primul rînd, de valoarea pe care o poate avea conductibilitatea aerului în cazul unui cîmp staţionar.

Conductibilitatea aerului este o conductibilitate de natură ionică, care depinde de concentraţia ionilor liberi sau

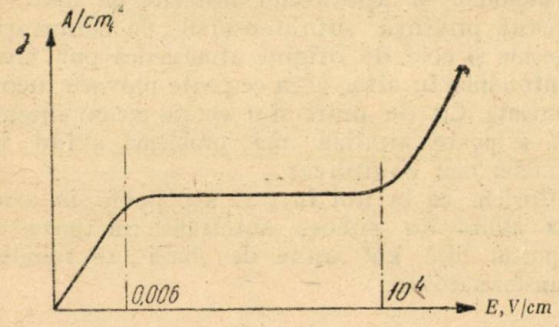


Fig. 1. Dependenţa curentului de conducţie de tensiune aplicată la bornele unui condensator cu aer.

a moleculelor excitate şi de mobilitatea acestora, conform unei relaţii generale a conductibilităţii ionice:

$$\chi = qn_0(u_+ + u_-) = q\,n_0 u \qquad (1)$$

în care:

q este sarcina particulei;
n_0 — numărul ionilor liberi în cm³ de aer;
u — mobilitatea particulelor (pozitive (+), negative (−) şi totală) definită ca raportul dintre viteza particulelor şi intensitatea cîmpului aplicat.

Determinînd valorile n_0 şi u vom stabili valorile χ.

Valoarea lui n_0 din formula (1) depinde de procesul de ionizare a moleculelor gazului care poate avea loc fie sub acţiunea factorilor externi [1]), fie ca urmare a ciocnirilor particulelor încărcate ale gazului cu moleculele neutre. (În ambele cazuri ionii se formează prin cedarea către electronul de valenţă a unei energii de ordinul 12...25 eV).

Numărul n_1 al perechilor de ioni care se formează într-o secundă se numeşte deseori puterea ionizatorului.

În cazul aerului în condiţii normale, ionizatorul funcţionînd incontinuu (lumina solară) s-a stabilit că $n_1 = 3-5$ perechi de ioni pe secundă şi cm³ (≈ 4).

Ionii formaţi, la rîndul lor, au tendinţa de recombinare, care decurge însă lent în gaze.

Valoarea coeficientului de recombinare:

$$\alpha = \frac{n_1}{n_0^2} \qquad (2)$$

este de ordinul 10^{-6} cm³/s (pentru aer $\alpha = 1{,}6\cdot10^{-6}$ cm³/s).

Cunoscînd puterea ionizatorului şi coeficientul de recombinare putem calcula concentraţia ionilor liberi înainte de aplicarea cîmpului electric.

$$n_0 = \sqrt{\frac{n_1}{\alpha}} = \sqrt{\frac{4}{1{,}6\cdot10^{-6}}} = 1250\ \frac{1}{\text{cm}^3}.$$

Timpul de recombinare este dat de relaţia:

$$t = \frac{1}{\alpha n_0} = \frac{1}{1{,}6\cdot10^{-6}\cdot1250} = 500\ \text{s}$$

adică recombinarea decurge foarte lent.

În prezenţa cîmpului electric, numărul ionilor pe unitatea de volum (1 cm³), scade nu numai din cauza recombinării, ci şi prin transportul lor spre electrozi, unde se neutralizează. În stare de echilibru numărul de perechi de ioni care se formează este egal cu numărul de perechi de ioni care dispar astfel că în cazul considerat n_1 va fi egal cu $n_1 = \alpha\, n_0 + \frac{j}{q}$, al doilea termen reprezentînd neutralizarea la electrozi (j este densitatea de curent de deplasare a ionilor sub acţiunea cîmpului electric aplicat).

Pe măsura creşterii intensităţii cîmpului, viteza de deplasare (dirijată de cîmp) a ionilor creşte, numărul ciocnirilor de recombinare scăzînd practic la zero la cîmpuri puternice. ($\alpha n_0 \to 0$). Numărul perechilor de ioni care se formează fiind determinat de puterea ionizatorului şi nu de intensitatea cîmpului, el ajunge la un maxim cînd recombinarea tinde spre zero, adică nu mai creşte cu creşterea tensiunii aplicate.

Acest fenomen contribuie la stabilirea curentului de saturaţie care după cum se vede din fig. 1 începe la valori mici ale cîmpului. Densitatea curentului care străbate o unitate de volum (1 cm³) se exprimă în acest caz, prin relaţia:

$$j = n_1\, q. \qquad (3)$$

În cazul unui volum oarecare al dielectricului expresia (3) devine:

$$j = n_1 \cdot q \cdot d \qquad (3')$$

d fiind distanţa între electrozi.

În ceea ce priveşte mobilitatea ionului, ea poate fi calculată aproximativ după formula:

$$u = \frac{v}{E} = \frac{qN_0}{r^2\sqrt{3RTM}\cdot N\cdot 8\sqrt{2}\,\pi}\left[\frac{cm/s}{V/cm}\right] \qquad (4)$$

în care:

q este sarcina ionului;
M — greutatea moleculară a gazului;
r — raza particulelor care se ciocnesc (ionilor);
N — numărul particulelor în 1 cm³ al gazului la 1 at şi 273°K = $2{,}7\cdot10^{19}$;
N_0 — numărul Avogadro = $6{,}023\cdot10^{23}$;
R — constanţa gazelor = $8{,}31\cdot10^7$ erg/mol/grad

Din această formulă se vede că mobilitatea se micşorează cu creşterea greutăţii moleculelor. Creşterea temperaturii pentru un volum constant (N = const.) al gazului, produce descreşterea mobilităţii; iar în cazul unei presiuni constante, mobilitatea creşte deoarece N descreştere invers proporţional cu temperatura. Cînd temperatura este constantă, N fiind direct proporţional cu presiunea, mobilitatea se micşorează cu creşterea presiunii. (Mobilitatea ionului nu depinde de intensitatea cîmpului în cazul cînd raportul $\frac{E}{p}$ nu are o valoare prea mare $\frac{E}{p} \leqslant 75$ V/cm mm col Hg.)

O formulă de calcul mai exactă a mobilităţii se obţine dacă se ţine seama de repartiţia maxwelliană a vitezei moleculare în gaz şi care se deosebeşte de formula (4) prin coeficientul numeric:

$$u = \frac{0{,}69\, q\lambda N_0}{\sqrt{RTM}} \qquad (5)$$

în care:

$$\lambda = \frac{1}{4\cdot\sqrt{2}\cdot\pi r^2 N} \qquad (6)$$

reprezintă parcursul liber al ionului.

Din formula (6) putem calcula uşor λ, deoarece cunoaştem că pentru aer $r = 1{,}45\cdot10^{-8}$; avem deci: $\lambda \approx 10^{-5}$ cm (măsurătorile executate arată o valoare cuprinsă între $3{,}7\cdot10^{-5}$ şi $6{,}5\cdot10^{-6}$ cm).

Introducînd această valoare a lui λ în formula (5) obţinem, pentru $T = 300°K$, $q = 4{,}8\cdot10^{-10}$ CGSE (respectiv $1{,}6\cdot10^{-9}$ culombi) şi $M = 32$ (oxigenul), mobilitatea u:

$$u_{0_2} = 10^3\ \frac{\text{cm/s}}{\text{CGSE}} = 3{,}3\ \frac{\text{cm/s}}{\text{V/cm}}.$$

[1]) Se consideră ca ionizator extern orice sursă de energie diferită de cîmpul electric aplicat la electrozi, în stare să furnizeze particulelor gazului o energie cinetică egală cu energia de ionizare a moleculelor gazului.

In tabela 1 sînt date valorile experimentale ale mobilității ionilor pozitivi și negativi ale gazelor intrînd în componența aerului.

Tabela 1

Valorile experimentale ale mobilității ionilor unor gaze

Gazul	$u_+ \left[\frac{cm/s}{V/cm}\right]$	$u_- \left[\frac{cm/s}{V/cm}\right]$
Hidrogen	6	8
Heliu	5	6,3
Argon	1,37	1,70
Azot	1,27	1,84
Oxigen	1,3	1,8
Vapori de apă (la 100°C)	0,62	0,56

Din tabela 1 se poate observa că pe măsura creșterii greutății moleculare a gazului mobilitatea descrește. Ionii produși în aer de factori ionizanți sînt formați din grupe de molecule (10—12) și poartă cîte o singură sarcină elementară. Acești ioni sînt denumiți ionii mici pentru a-i deosebi de formațiile mai mari constituite din ionii mici legați între ei prin forțele de suprafață și denumite ionii mari. Este greu de stabilit raza ionilor (mici), lungimea lor, liberul parcurs, mobilitatea lor. In general, valorile mobilității obținute prin măsurători sînt mai mici decît cele calculate după formula (5) fiind numai de $2-2{,}2 \frac{cm}{S} \frac{V}{cm}$

Se observă de asemenea că ionii gazelor, formați din moleculele foarte polare (vapori de apă) au o mobilitate mică. Acest lucru este explicat prin solvatarea acestor ioni ceea ce produce un înveliș de molecule polare în jurul lor și mărește masa particulei.

O mobilitate mai mare a ionilor negativi, la molecule nepolare (puțin polare) se explică prin faptul că rezultatele experimentale se referă la o înregistrare medie care se referă și la mobilitatea electronilor și care este de circa 1 000 ori mai mare decît a ionilor $\left(\text{circa } 3\,700 \frac{cm/s}{V/cm}\right)$. Intr-adevăr este foarte probabil că nu toți electroni desprinși din molecule în timpul ionizării sînt anexați de alte molecule neutre pentru a forma ioni negativi, ci rămîn liberi deplasîndu-se în aceeași direcție cu ionii negativi.

Pe baza valorilor calculate ale lui n_0, și u putem calcula (formula 1) conductivitatea χ în domeniul de aplicare a legii lui Ohm:

$$\chi = 1{,}6 \cdot 10^{-19} \cdot 1250 \cdot 3{,}3 = 6{,}6\ 10^{-16}\ \Omega^{-1}\ cm^{-1}$$

Pe baza formulei (3′) se poate calcula conductivitatea aerului în domeniul corespunzător palierului de saturație ($d = 1$ cm):

$$\chi = \frac{j}{E} = \frac{n_1 q}{E}. \qquad (7)$$

In condiții normale (sub acțiunea ionizatorilor naturali — radiații ultraviolete, radiații cosmice etc.) formîndu-se în aer 3—5 perechi de ioni pe secundă ($n \sim 4$), sarcina ionilor fiind de $q = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ culombi ($q = 4{,}6 \cdot 10^{-10}$ C.G.S.E.) și intensitatea cîmpului $E = 10^3$ V/cm, conductivitatea aerului este:

$$\chi = \frac{4 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-19}}{10^3} = 6{,}4 \cdot 10^{-22}\ \Omega^{-1}\ cm^{-1}\ ^{1})$$

adică extrem de mică.

Densitatea curentului de saturație va fi egală cu:

$$j_{sat} = n \cdot q = 4 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-19} = 6{,}4 \cdot 10^{-19}\ A/cm^2$$

Acest curent corespunde unei distanțe între electrozi de 1 cm. Pentru o distanță de 10 cm $j_{sat} = 0{,}64 \cdot 10^{-19}\ A/cm^2$; curenții de saturație sînt deci foarte mici.

După cum am văzut (fig. 1) curentul de saturație începe la cîmpuri foarte slabe, de aceea conductibilitatea gazelor poate fi considerată aproape nulă, în cazul cînd nu există ionizarea de șoc (prin ciocnire).

Menționăm însă că, conductibilitatea gazelor în regiunea palierului de saturație și care începe la cîmpuri foarte slabe în comparație cu lichidele sau cu solidele, nefiind supusă legii lui Ohm, are un sens diferit de conductibilitatea lichidelor înainte de palierul de saturație și diferit mai ales de conductibilitatea corpurilor solide.

2. Polarizarea moleculelor aerului

In cazul gazelor nepolare la care experimental s-a stabilit că valoarea constante dielectrice $\varepsilon \sim 1$, formula lui Clausius Mossotti:

$$\frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \frac{4}{3} = N\alpha \qquad (8)$$

devine

$$\varepsilon - 1 = 4\pi \cdot N\alpha$$

de unde

$$\varepsilon = 1 + 4\pi N\alpha \qquad (9)$$

Ecuația (9) reprezintă deci un caz particular al relației Clausius Mossotti, valabil pentru valori ε mici.

Polarizarea gazelor nepolare fiind de natură electronică, valoarea polarizabilității este de ordinul $\alpha = 10^{-24}\ cm^3$, iar $N = 2{,}7 \cdot 10^{19}$ (numărul de molecule de gaz într-un cm^3 în condițiuni normale).

Astfel, putem calcula valoarea constantei dielectrice a aerului necontinînd molecule polare:

$$\varepsilon = 1 + 4\pi\alpha N = 1{,}0004.$$

Această valoare este foarte apropiată de valorile măsurate (la frecvențe joase) redate în tabela 2. Din această tabelă se vede de asemenea că relația între constanta dielectrică și indicele de refracție: $\varepsilon = n^2$ este confirmată cu suficientă aproximație și de măsurătorile făcute asupra condensatorilor cu aer.

Tabela 2

Valorile ε și n măsurate la gaze intrînd în componența aerului

Denumirea gazului	ε	n^2
Heliu	1,000074	1,000070
Azot	1,00056	1,00060
Oxigen	1,00055	1,00054
Hidroge	1,00027	1,00028

Dacă aerul conține molecule polare, ε devine mai mare conform relației:

$$\varepsilon - 1 = 4\pi N\left(\alpha + \frac{\mu^2}{3KT}\right) \qquad (10)$$

în care μ este momentul dipolar al moleculei. și K constanța Bolzman = $1{,}37 \cdot 10^{-16}$ ergi/°C

Avînd în vedere relația (9) și că $\varepsilon = n^2$, putem scrie:

$$\varepsilon = n^2 + 4\pi N \frac{\mu^2}{3KT} \qquad (11)$$

relație care ușurează calculul lui ε deoarece valorile n sînt cunoscute pentru multe corpuri.

Astfel, de exemplu, în cazul aerului conținînd amoniac la care $\mu = 1{,}4 \cdot 10^{-18}$ CGSE și $n = 1{,}000185$ și pentru

---

[1]) Această valoare este mult mai mică decît cea a conductivității electrice a celor mai buni dielectrici solizi naturali (chihlimbar $\chi \geqslant 10^{-20}\ \Omega^{-1}\ cm^{-1}$) și sintetici (polietilena $\chi \geqslant 10^{-18}\ \Omega^{-1}\ cm^{-1}$).

o temperatură de 27°C ($T = 300°K$), avem ca valoare a constantei dielectrice :

$$\varepsilon = 1{,}00037 + \frac{2{,}00 \cdot 10^{-36} \cdot 12{,}56 \; 2{,}7 \cdot 10^{19}}{3 \; 37 \cdot 10^{-16} \cdot 300} = 1{,}0076$$

Influenţa impurităţilor în aer asupra polarizării poate fi mare deoarece polarizarea amestecului de gaze este aditivă; creşterea umidităţii aerului are şi ea o influenţă sensibilă asupra constantei sale dielectrice.

Constanta dielectrică depinde de temperatura şi de presiunea la care se găseşte aerul.

Coeficientul de temperatură în limitele — 60°C pînă la + 60°C este aproximativ constant şi este pentru aer :

$$\beta_\varepsilon = - 2{,}10^{-6}/°C$$

El este aproximativ acelaşi în cazul gazelor nepolare şi polare.

In ceea ce priveşte presiunea gazului avem pentru dielectrici gazoşi nepolari (cazul aerului pur) :

$$\frac{d\varepsilon}{dp} = \frac{\varepsilon - 1}{p} \text{ şi } \frac{1}{\varepsilon} \cdot \frac{d\varepsilon}{dp} = \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon \cdot p} \approx \frac{\varepsilon - 1}{p}$$

Astfel, de exemplu, capacitatea unui condensator cu aer la care presiunea a crescut de la 1 at la 12 at va varia (la aceleaşi dimensiuni geometrice) conform relaţiei :

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon}$$

avem deci :

$$\frac{\varepsilon_1 - 1}{p} = \frac{\varepsilon_{12} - 1}{12} \text{ în care } \varepsilon_{12} - 1 = 12 \cdot 0{,}00058 \text{ (tabela 2)}$$

adică :

$$\varepsilon_{12} = 1{,}0070, \; \Delta\varepsilon = \varepsilon_{12} - \varepsilon_1 = 0{,}0064 \text{ şi}$$

$$\frac{\Delta C}{C} \approx \frac{\Delta \varepsilon}{1} = 0{,}0064.$$

3. Pierderile dielectrice în aer

Conductibilitatea aerului reprezintă sursa principală a pierderilor dielectrice.

Cîmpul electric alternativ produce pe de o parte un curent de conducţie i_a care reprezintă componenta activă a curentului total care străbate condensatorul gazos şi pe de altă parte un curent de deplasare i_d care reprezintă componenta reactivă i_r a acestui curent.

Amplitudinea densităţii de curent capacitiv în gaz cînd $\varepsilon \approx 1$ este :

$$j_{r\,max} = \frac{\omega E}{k_0} \text{ A/cm}^2 \quad [1] \qquad (12)$$

în care am introdus, $k_0 = 36\pi \cdot 10^{11}$ pentru trecerea la sistemul de unităţi MKSA.

Tangenta unghiului de pierderi în gaze poate fi calculată cunoscînd valoarea curentului j_a, frecvenţa şi tensiunea :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{j_a}{j_r} = \frac{k_0 j_a}{\omega E} = \frac{\varkappa \cdot k_0}{\omega}. \qquad (13)$$

In domeniul curentului de saturaţie, componenta activă a curentului este dată de expresia :

$$j_a = j_{sat} = \frac{q \cdot n_1 \cdot d}{3 \cdot 10^9} \text{ A/cm}^2 \quad [2)\,3)]$$

(notaţiile fiind cele din formulele 1,2, şi 3).

iar unghiul de pierderi devine :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{q n_1 d \, k_0}{3 \cdot 10^9 \omega E}. \qquad (14)$$

Pentru $d = 1$ cm, celelalte valori fiind cele de mai sus, unghiul de pierderi este invers proporţional cu frecvenţa şi intensitatea cîmpului :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1{,}5 \cdot 10^{-6}}{f \cdot E}. \qquad (15)$$

Se vede deci, că valorile maxime ale unghiului de pierderi pot fi atinse la frecvenţe mici şi intensităţi mici ale cîmpului electric. Astfel dacă $f = 50$ Hz şi $E_{max} = 1$ V/cm, valoarea $\operatorname{tg} \delta = 3 \cdot 10^{-8}$.

Trebuie să menţionăm că valoarea calculată a tg δ se referă de fapt la domeniul în care legea lui Ohm este valabilă deoarece numai în acest caz $\operatorname{tg} \delta = \frac{j_c}{j_p}$ ori j_{sat} se referă la domeniul în care legea lui Ohm nu este aplicabilă. Pentru a corecta această eroare ne servim de expresia pierderilor specifice în dielectric p, definite ca pierderea în waţi, raportată la 1 cm³ de dielectric supus unui cîmp $E = 1$ kV/cm. In acest caz puterea activă P_a pierdută într-un dielectric de volum V şi care se află într-un cîmp uniform de intensitate E (kV/cm), are următoarea expresie :

$$P_a = pVE^2 \text{ waţi} \qquad (17)$$

In cazul aplicabilităţii legii lui Ohm avem :

$$p = \frac{\omega \varepsilon}{k_0} \operatorname{tg} \delta E_{ef}^2 \qquad (18)$$

iar în cazul curentului de saturaţie :

$$p = \frac{4 j_{sat}}{T} \int_0^{\frac{T}{4}} E_{max} \sin \frac{2\pi}{T} t \, dt = \frac{2}{\pi} j_{sat} E_{max}$$

$$p = \frac{2}{\pi} \frac{\omega}{k_0} \operatorname{tg} \delta E_{max}^2 = \frac{4}{\pi} \frac{\omega \operatorname{tg} \delta}{k_0} E_{ef}^2. \qquad (19)$$

Se vede deci că pentru $\varepsilon = 1$ relaţia care determină valoarea lui p în cele 2 cazuri (domeniul legii Ohm şi domeniul de saturaţie) diferă numai printr-un coeficient numeric.

Pentru descrierea proceselor care au loc într-un condensator cu aer care trebuie considerat ca un dielectric real cu pierderi pot fi folosite două scheme bine cunoscute : paralelă şi în serie (fig. 2).

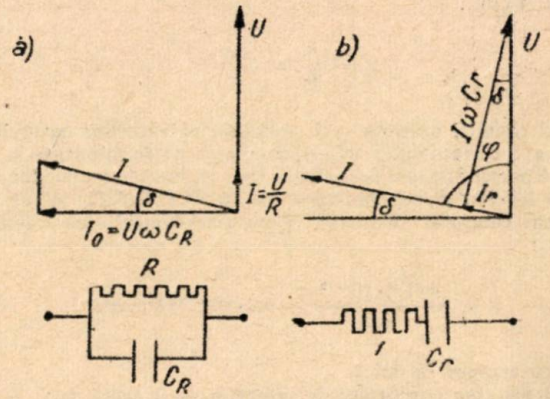


Fig. 2. Schema echivalentă a dielectricului gazos cu pierderi dielectrice.

---

[1] $j_{r\,max} = \omega \cdot C \cdot U_{max} = \frac{\omega E_{max} \varepsilon}{4\pi}$

[2] $j_a \text{A/cm}^2 = \frac{j \text{ CGSEs}}{3 \cdot 10^9}$

[3] $q = \frac{q \text{ CGSEs}}{3 \cdot 10^9}$.

[4] $P_a = UI \cos \varphi = UI \sin \delta$ (16)

In cazul schemei în paralel expresia unghiului de pierderi este:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{1}{\omega C_R \cdot R} \qquad (20)$$

pentru schema în serie ea devine:

$$\operatorname{tg}\delta = \omega C_R r \qquad (20')$$

în care

$$C_R = \frac{C_r}{1+\operatorname{tg}^2\delta} \text{ și } R = r\left(1+\frac{1}{\operatorname{tg}^2\delta}\right).$$

Cele două scheme nu oglindesc fenomenele reale ce au loc într-un dielectric real cu pierderi în sensul că cele două formule ale valorii tg δ nu permit predeterminarea variației tg δ = $f(\omega)$. Totuși aceste scheme și formulele respective permit ușor calcularea valorii tg δ la frecvențe date și deaceea sînt des folosite în calculele tehnice.

Pierderile dielectrice foarte mici permit folosirea aerului ca mediu dielectric în multe tipuri de condensatori. Avînd în vedere ε mic, domeniul de utilizare este limitat la capacități mici, cum este cazul condensatorilor de radio cu capacitate variabilă, condensatori de înaltă tensiune deservind aparatele de măsură etc.

Pentru a pune în evidență valoarea mică a pierderilor dielectrice într-un condensator cu aer, considerăm două exemple de funcționare:

1) $f = 50$ Hz, $E_{ef} = 5{,}10^3$ V/cm — condițiile apropiate de cele în care lucrează condensatorii de înaltă tensiune cu aer.

2) $f = 10^6$ Hz, $E_{ef} = 10$ V/cm — condițiile apropiate de cele de funcționare a condensatorilor de radio cu capacitate variabilă.

In cazul 1:

$$p = \frac{4}{\pi}\frac{\omega}{k_0}\operatorname{tg}\delta E_{ef}^2 = 4\cdot 10^{-13}\ \text{W/cm}^3$$

In cazul 2:

$$p = \frac{4}{\pi}\frac{\omega}{k_0}\operatorname{tg}\delta E_{ef}^2 \approx 1{,}2\ 10^{-12}\ \text{W/cm}^3.$$

In ambele cazuri pierderile dielectrice în condensatorii cu aer sînt foarte mici și se apropie mult, de cele ideale, atîta timp cît nu există ionizare de șoc.

Trebuie să menționăm că în practică pierderile sînt mărite prin existența unor plăci izolante pentru fixarea armăturilor precum și a stratului de oxizi pe suprafețele armăturilor,

4. Străpungerea aerului ca mediu dielectric

Sub influența ionizatorului extern aerul începe să devină conductor. Însă chiar în primele clipe ale punerii sub tensiune aproape totalitatea ionilor prezenți în aer se îndreaptă spre armături și se neutralizează: curentul datorat acestei conductibilități spontane a gazelor este deci foarte mic (vezi mai sus).

Cu cît acțiunea ionizatorului este însă mai intensă cu atît mai mulți purtători de sarcini electrice apar în aer și cu atît mai mare devine conductibilitatea lui, putînd ajunge la producerea unor descărcări. Dacă acțiunea ionizatorului încetează, descărcarea încetează și ea; aceasta este descărcarea dependentă.

Sub acțiunea unei anumite diferențe de potențial aplicată la electrozi, mărimea căreia depinde de distanța între electrozi, de forma lor, de starea aerului însuși (presiunea și temperatura) se poate stabili o descărcare independentă cînd aerul devine conductor fără acțiunea ionizatorilor externi. Trecerea aerului în stare de conductibilitate sub acțiunea ionizării interne are loc într-un interval de timp foarte scurt și se manifestă *prin străpungerea lui*.

Ionizarea internă a aerului sub acțiunea unei tensiuni ridicate, se produce prin procesul ionizării prin ciocnire (ionizare de șoc): un electron preexistent animat de o viteză suficientă poate prin trecerea rapidă în vecinătatea unei molecule neutre să perturbeze suficient cîmpul electric, sub acțiunea căruia se află, pentru a o rupe în doi ioni sau a smulge alți electroni.

In aceste condiții numărul de ioni crește în mod continuu, prin fenomenul de avalanșă, noi electroni și ioni formați participînd la ruperea moleculelor rămase, conductibilitatea crescînd repede pînă la străpungerea dielectricului prin scînteie.

Descărcarea nu încetează după producerea străpungerii. Ea poate lua, în funcție de condițiile exterioare, forma descărcării staționare — de efluvii sau arc.

5. Efectul formei cîmpului și al distanței între electrozi asupra procesului de străpungere

In cazul unui cîmp uniform (partea centrală a condensatorului plan) intensitatea de cîmp inițială E, a descărcării, coincide cu cîmpul de străpungere; în măsura în care electronii ating energia de ionizare W_i se produce descărcarea (formarea avalanșei de electroni) însoțită de fenomene calorice și luminoase. In acest caz deci, nu au loc fenomene care preced străpungerea.

In cazul unui cîmp electric neomogen, cînd intensitatea cîmpului în diferite regiunii este diferită, descărcare care începe în locuri cu intensitatea de cîmp maximă, poate să nu se extindă pe distanța întreagă între electrozi, menținîndu-se numai în apropierea electrodului (sau părții electrodului) cu raza de curbură mai mică. Acest fel de descărcare în corona poate dura mult timp; de exemplu la electrozi în formă de suprafață plană și un vîrf, la început în apropierea vîrfului, se formează regiunea ionizării de șoc, observîndu-se o corona luminoasă. Pe măsura creșterii tensiunii, regiunea coronei va crește pînă cînd se produce străpungerea-scînteie între electrozi. In acest caz, tensiunea de străpungere în curent continuu va depinde de polaritatea electrozilor, deoarece sarcinile spațiale care se formează în gaz în funcție de polaritatea vîrfului, vor atenua sau vor întări în jurul lui intensitatea cîmpului electric.

Explicarea procesului străpungerii gazelor într-un cîmp uniform (electrozi plani) prin ionizarea de ciocnire se bazează pe existența în drumul electronului sau ionului inițial în mișcare a unui număr mare de molecule cu care el poate să se ciocnească. Pe măsură ce distanța între electrozi scade, scade și acest număr și descărcarea devine din ce în ce mai grea. Se poate presupune deci că la o anumită distanță foarte mică, electronii și ioni preexistenți în gaz ajung la electrozi fără a se ciocni cu vreo moleculă, neproducîndu-se ionizarea prin ciocnire. Astfel, forma curbei care reprezintă variația tensiunii de străpungere în funcție de distanță nu este deloc rectilinie. In aer și la presiune atmosferică, pentru un condensator cu electrozi plani ea are valorile indicate în tabela 3.

Din această tabelă se poate deduce că în aer rigiditatea dielectrică nu este constantă mai ales pentru distanțe mici între electrozi; pentru o grosime a stratului egală cu zero ea este teoretic infinită; într-adevăr s-a putut stabili experimental că rigiditatea dielectrică a aerului este de 60 kV_{max}/cm pentru o distanță de 0,5 μ, ea este de 53 kV_{max}/cm pentru o distanță de 0,5 mm, de 46 kV_{max}/cm pentru 1 mm, de 33,6 kV_{max}/cm pentru 0,5 cm și în sfîrșit de la 1 cm în sus ea devine practic constantă, avînd la 20°C și 760 mm o valoare;

$$U_{st} = (30{,}75\,d + 1{,}23)\ kV_{max} \qquad (21)$$

d fiind în cm.

Tabela 3

Valorile tensiunii de străpungere a aerului (între doi electrozi plani paraleli)

Distanța dintre electrozi, în mm	Tensiunea de străpungere, în kV/max	Distanțe dintre electrozi, în mm	Tensiunea de străpungere, în kV/max
0,007	0,330	10	31,600
0,5	2,800	20	58,600
1,0	4,600	30	82,700
2,0	7,800	40	108,600
3,0	10,800	50	134,500
4,0	13,800	60	160,400
5,0	16,800	80	212,200
6,0	19,860	100	264,000
7,0	22,750	120	315,800

In fig. 3 este arătată variația rigidității dielectrice a aerului în funcție de distanța dintre electrozi pentru un cîmp uniform și la temperatura și presiunea atmosferică normale (20°C și 760 mm col. Hg). Valorile rigidității dielectrice în kV/mm sînt cele măsurate în curent continuu sau valorile maxime (de amplitudine) în cazul curentului atlternativ.

După cum am arătat, forma cîmpului (forma electrozilor) influențează asupra valorii tensiunii la care ionizarea de

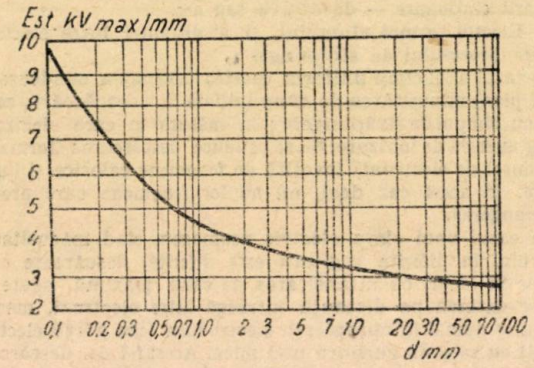


Fig. 3. Variația rigidității dielectrice a aerului în funcție de distanța între electrozi (pentru cîmpurile electrice uniforme).

șoc se transformă în străpungere, pe care o putem denumi tensiunea de străpungere inițială U_1. Formele cele mai uzuale ale electrozilor sînt:

a) doi cilindri coaxiali;
b) doi cilindri paraleli;
d) două vîrfuri;
d) două sfere.

a) *In cazul electrozilor în formă de doi cilindri coaxiali* (despărțiți prin dielectric-aer) fenomenele de străpungere încep la o valoare

$$U_i = 3\delta\left(1 + \frac{0{,}0975}{\sqrt{\delta r_1}}\right) \cdot r_1 \ln \frac{r_2}{r_1} \text{ kV}_{max} \qquad (22)$$

în care r_1 și r_2 sînt razele cilindrilor interiori respectiv exteriori, iar δ este un coeficient dat de formula (27). In formula 22 nu se ține seama de influența marginilor electrozilor (care trebuie rotunjite).

b) *In cazul a doi conductori cilindrici paraleli*, tensiunea de străpungere inițială este dată de formula:

$$U_i = 2{,}96 \cdot m \cdot \delta\left(1 + \frac{0{,}095}{\sqrt{\delta \cdot r}}\right) r \cdot \ln \frac{d}{r} \text{ kV}_{max} \qquad (23)$$

în care:

δ este coeficientul dat de formula (27);
r — raza conductorilor în mm;
d — distanța dintre conductori în mm ($r \ll d$);
m — coeficientul care ține seama de starea suprafeței conductorilor; rugoasă, udă, murdară; pentru suprafața ideală — netedă și curată, $m=1$, iar în cazul unei suprafețe neregulate și murdare m poate coborî pînă la 0,8.

(c) *In cazul electrozilor în formă de vîrf.* Cînd unul din electrozi este pus la pămînt

$$U_i = 19{,}6 + 0{,}445 \cdot d \text{ kV}_{max}. \qquad (24)$$

Cînd tensiunea este distribuită simetric:

$$U_i = 19{,}6 + 0{,}475\, d \text{ kV}_{max}. \qquad (25)$$

d distanța între vîrfuri în mm.

d) *In cazul electrozilor în formă de două sfere.* Cîmpul electric nu este uniform, prezentînd o neuniformitate mai mare decît electrozii plani și mai mică decît electrozii punctiformi. Pentru doi electrozi sferici de rază și distanță dată, cîmpul maxim se stabilește pe linia care unește centrale sferelor, deoarece pe această direcție distanța dintre electrozi este minimă.

In fig. 4, *a* și *b* se arată cum variază tensiunea de străpungere între electrozi sferici de raze diferite, cu distanța.

Cu reducerea distanței între sfere cîmpul devine din ce în ce mai uniform.

Tensiunea de străpungere inițială stabilită pentru sfere este:

$$U_i = 27{,}2\left(1 + \frac{0{,}54}{\sqrt{r\delta}}\right) \cdot \text{ kV}_{max} \qquad (26)$$

Cu creșterea distanței dintre sfere și prin sporirea tensiunii se observă apariția fenomenului corona înainte de străpungere. Constatăm astfel că tensiunea inițială și tensiunea de străpungere nu coincid.

Raportul între distanța sferelor și raza lor pentru care tensiunea inițială începe să difere de tensiunea de străpungere crește o dată cu diametrul sferelor dar depășește în orice caz valoarea.

Cercetările au dovedit că pentru distanțe mici între sfere descărcarea are loc de predilecție de partea sferei încărcată negativ, iar pentru distanțe mari de partea cu polaritate

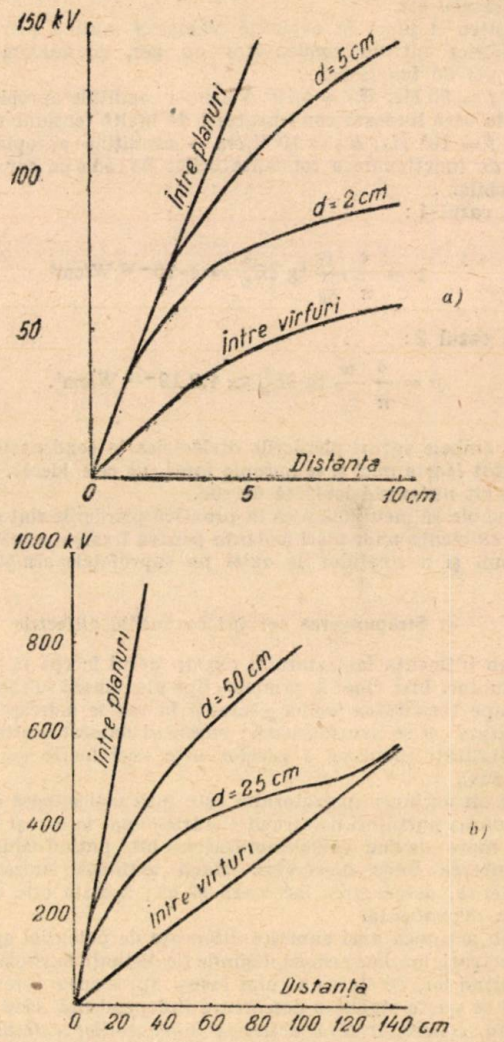


Fig. 4. Tensiunea de străpungere între sfere:
a — distanțe mici, *b* — distanțe mari.

pozitivă Această particularitate își găsește explicație în teoria cîmpurilor neuniforme.

Pentru condițiile care diferă (nu prea mult) de condițiile normale se introduce în formulele (22—26) coeficientul de

corecție δ, egal cu raportul densității aerului la t°C și p(mm col. Hg) către densitatea aerului la 20°C și 760 mm col. Hg

$$\delta = \frac{p}{760} \cdot \frac{273 + 20}{273 + t} = \frac{0{,}386\, p}{273 + t} . \qquad (27)$$

6. Calculul intensității cîmpului de străpungere

Pentru cîmpurile unifrorme, intensitatea cîmpului la care începe descărcarea inițială coincide cu cea de străpungere. Dat fiind caracterul complicat al calculelor care l-au condus de Townsend la stabilirea formulei care dă valoarea acestui cîmp, s-a încercat obținerea unor formule empirice mai simple care să înlocuiască aceste calcule.

Redăm mai jos una din aceste metode care a dat rezultate satisfăcătoare.

Să admitem următoarele condiții :

a) Probabilitatea ca electronul să nu întîlnească molecule pe distanța X se determină din formula $w = e^{-\frac{X}{\lambda}}$, λ fiind liberul parcurs al electronului între două ciocniri.

b) Pentru fiecare ciocnire electronul își pierde complet energia cinetică. (Această ipoteză care în fond este inexactă, a fost adoptată de Townsend în teoria sa. După fiecare ciocnire electronul se deplasează cu viteza redusă, de predilecție în sensul cîmpului electric).

c) Străpungerea are loc numai în cazul cînd intensitatea cîmpului este suficientă pentru a asigura cel puțin o ionizare pe traectul său (condiția limită pentru trecerea de la descărcarea dependentă la cea independentă).

Conform acestei ipoteze electronul va suferi pe distanța d între electrozi un număr de $\frac{d}{\lambda}$ ciocniri.

Dacă notăm cu x_i distanța pentru care electronul atinge o energie cinetică suficientă pentru a provoca ionizarea prin șoc, numărul de ciocniri soldate prin ionizare dintr'un număr total de $\frac{d}{\lambda}$ ciocniri va fi de $\frac{d}{\lambda}\omega$

de unde :

$$\frac{d}{\lambda}\omega = \frac{d}{\lambda} e^{-\frac{x_i}{\lambda}} . \qquad (28)$$

Pentru cîmpurile uniforme este valabilă relația

$$V_i = E \cdot x_i$$

în care V_i este potențialul de ionizare în volți a atomilor gazului. [1])

După ipoteza *c*) este necesar ca numărul ciocnirilor urmate de ionizare să fie mai mare decît unitatea. Obținem astfel condiția de străpungere sub forma :

$$\frac{d}{\lambda} \cdot e^{-\frac{V_i}{E\lambda}} \geqslant 1. \qquad (28')$$

Din această relație găsim formula care ne dă intensitatea de străpungere a cîmpului sub forma inegalității :

$$E_{str} \geqslant \frac{V_i}{\lambda \ln \frac{d}{\lambda}} \qquad (29)$$

Redăm în tabela 4 valorile cîmpului de străpungere calculate cu această formulă și cele obținute experimental la temperatura de 20°C și pentru $\lambda = 3{,}7 \cdot 10^{-5}$ cm potențialul de ionizare fiind $V_i = 12{,}5$ V (pentru oxigen).

După cum se vede din tabela 4 rezultatele calculate și cele majorate ale E_{str} diferă puțin.

Această metodă se poate aplica și pentru cîmpuri neuniforme. Astfel, în cazul unui conductor de rază mică r, se consideră un strat concentric de grosimea dx care satisface condiția $r \gg dx \gg \lambda$.

Tabela 4

Valorile de străpungere ale intensității cîmpului electric pentru oxigen la presiunea atmosferică și temperatura 20°C în funcție de distanța dintre electrozi

Distanța dintre electrozi cm	Valoarea calculată E_{str} kV/cm	Valoarea experimentală E_{str} kV/cm
0,1	43	45
0,2	40	40
0,5	35	35
1,0	33	32
2,0	31	30
5,0	29	28
10,0	27	26

Intensitatea cîmpului la distanța x de axa conductorului va fi

$$E_x = \frac{r}{x} E_r .$$

Condiția de străpungere devine în acest caz

$$\int_r^{\infty} \frac{dx}{\lambda} e^{-\frac{V_i x}{r E_r}} \geqslant 1$$

Calculînd integrala obținem [2])

$$E_r (\ln r E_r - \ln V_i) = \frac{V_i}{\lambda} . \qquad (30)$$

Înlocuind în această formulă valorile de mai sus $V_i = 12{,}5$ V și $\lambda = 3{,}7 \cdot 10^{-5}$ cm, obținem :

$$E_r(\ln r E_r - \ln 12{,}5) = 340\,000. \qquad (31)$$

În tabela 5 se dau rezultatele comparative date de această formulă față de cele experimentale.

Tabela 5

Intensitatea inițială a cîmpului pentru conductori, calculată după formule empirice și determinată experimental

r mm	E_{str} (E_r)calculată după formula (31) kV/cm	Es_{tr} stabilită experimental kV/cm
10	31	33
5	35	34
2	38	36
1	42	39
0,5	44	44
0,2	50	50
0,1	56	56

7. Efectul presiunii asupra rigidității dielectrice a aerului

Ionizarea prin ciocnire depinde de raportul $\frac{E}{p}$, adică în prima aproximație rigiditatea dielectrică a unui gaz este proporțională cu presiunea. Această primă relație permite o apreciere prealabilă asupra tensiunilor ce pot fi aplicate

[1]) Potențialul de ionizare exprimat în volți este numeric egal cu energia de ionizare exprimată în electronvolți, deoarece sarcina electronului se ia egală cu unitatea.

[2]) $\frac{r E_r}{V_i} e^{\frac{V_i}{\lambda E_r}} \geqslant 1$ de unde în cazul limită $\frac{V_i}{\lambda E_r} = \ln \frac{r E_r}{V_i}$

mediului dielectric gazos care se găseşte la presiuni diferite de cea atmosferică. Astfel pentru a putea folosi aerul ca dielectric la o tensiune de 300 kV_{max}, distanţa dintre electrozi fiind de 1 cm, vom trebui să-l aducem la o presiune de 10 at.

Acest lucru se poate constata uşor şi din compararea comportării liniilor de înaltă tensiune la diverse altitudini.

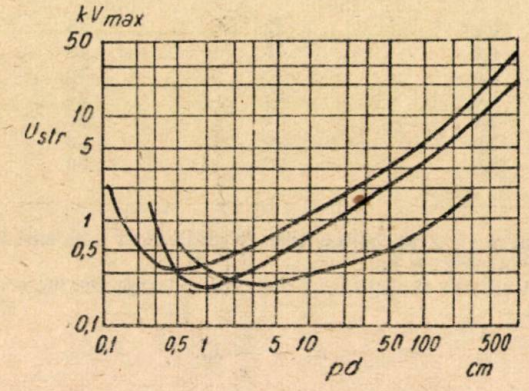


Fig. 5. Dependenţa U_{str} de produsul *pd*.

Se constată că efluviile se produc mai intens cu creşterea altitudinii. Spre exemplu, la 2 000 m tensiunea de serviciu trebuie redusă cu circa 20%. pentru a evita efluviile.

De fapt însă relaţia dintre tensiunea de străpungere şi presiunea aerului, are un caracter mai complex intervenind şi dependenţa de distanţă dintre electrozi (fig. 5).

Această relaţie este dată de expresia U_{str} = const (pd) în care constanta depinde mai ales de liberul parcurs λ.

8. Schema procesului de străpungere.

Cunoscînd mobilitatea ionilor, coeficientul de ionizare, presiunea gazului şi tensiunea aplicată, se poate calcula timpul necesar desfăşurării procesului de străpungere. Calculul acestui timp pe baza teoriei lui Townsend dă rezultate mai mari decît în realitate. Astfel la presiunea normală a aerului şi distanţa dintre electrozi de 1 cm, valoarea maximă a tensiunii de străpungere este de 31,6 kV. In acest caz timpul de parcurs al ionului pozitiv pînă la catod este de circa 10^{-5} s, ceea ce corespunde (prin calcul) la un timp necesar desfăşurării străpungerii de ordinul a $5 \cdot 10^{-5}$ secunde. Măsurătorile arată însă că timpul necesar efectiv este mult mai mic, el fiind de ordinul a $10^{-7} \ldots 10^{-9}$ secunde.

O explicaţie mai valabilă a măsurătorilor este dată de teoria str merilor. Această teorie consideră că la tensiuni aplicate suficient de mari, electronul ionizant începe să se mişte repede spre anod, creînd avalanşe de electroni.

In capul avalanşei se găsesc electronii, iar în mijloc ionii şi moleculele excitate. Moleculele excitate sînt cele la care electronul de valenţă nu a părăsit orbita lui, ci a trecut numai la un nivel energetic mai înalt. Această stare a electronului nu este stabilă şi după un interval foarte scurt de timp de ordinul a 10^{-8} s, el se întoarce la nivelul energetic normal, eliberînd sub forma de fotoni surplusul de energie cîştigat. Fotonii se mai pot forma prin recombinarea electronilor cu ionii pozitivi.

Fotonii care iau naştere de la avalanşa de electroni se mişcă în toate direcţiile cu viteza luminii şi pot ioniza alte molecule neutre care se află înainte şi după avalanşa ce se îndreaptă spre anod. Această avalanşă emiţătoare de fotoni, care creează astfel înainte şi după ea alte avalanşe secundare se numeşte strimer.

Timpul t necesar creerii avalanşei iniţiale, de la momentul formării electronului iniţial pînă la desfăşurarea strimerilor este:

$$t = \frac{X}{uE} \qquad (32)$$

în care u este mobilitatea electronului la intensitatea de cîmp iniţială E, iar X — distanţa care trebuie parcursă de electroni în direcţia anodului pentru ca avalanşa să se poată dezvolta în strimer.

Distanţa X se determină prin relaţia $\alpha K \geqslant 20$, în care α — coeficientul de ionizare, care depinde de intensitatea cîmpului E.

Timpul t, calculat după formula (30) este mai apropiat de măsurătorile efectuate.

După cum se vede din fig. 6, formarea descărcării poate fi foarte rapidă datorită creerii avalanşelor secundare. Cu cît tensiunea aplicată este mai mare cu atît mai repede se poate produce străpungerea, după cum se vede din graficul din fig. 7.

9. Dependenţa tensiunii de străpungere, de frecvenţă

Tensiunea de străpungere a gazelor depinde foarte mult de valoarea şi de natura frecvenţei aplicate. Astfel, experienţa lui Peak a arătat că pentru game de frecvenţe cuprinse între 5—1 000 Hz tensiunea de străpungere rămîne practic neschimbată. Pentru frecvenţe mai înalte însă valoarea acesteia începe să scadă, reducîndu-se pînă la 10% în bandă 1—40 kHz respectiv pînă la 20% pentru banda de 40—100 kHz. Reducerea tensiunii de străpungere cu frecvenţa, continuă pînă la valori ale acesteia de ordinul $6 \cdot 10^6$ Hz, Pentru valori ale frecvenţei care depăşesc acest ordin de mărime, tensiunea de străpungere începe să crească din ce în ce mai mult. Se remarcă însă în domeniul acestor frecvenţe înalte o

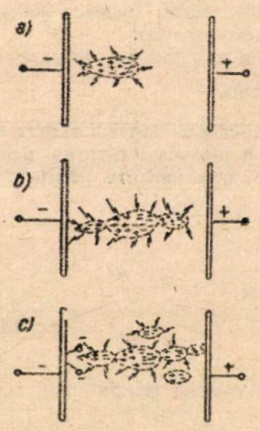


Fig. 6. Apariţia şi dezvoltarea avalanşelor prin ionizarea cu fotoni:
a — prima avalanşă de electroni emiţătoare de fotoni; *b* — formarea avalanşelor secundare înainte şi după prima avalanşă; *c* — idem, pe ambele părţi.

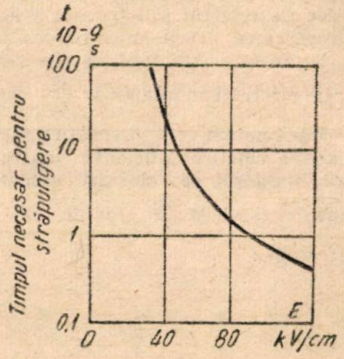


Fig. 7. Timpul necesar pentru străpungere.

comportare diferită a gazului, dependentă de natura oscilaţiilor.

Astfel, pe cînd la oscilaţiile întreţinute creşterea frecvenţei pînă la $6 \cdot 10^6$ Hz atrage după sine o reducere a tensiunii de străpungere, la oscilaţiile amortizate această tensiune creşte continuu cu frecvenţa.

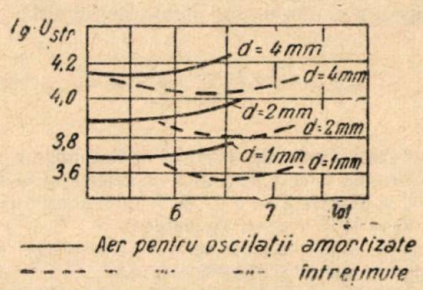


Fig. 8. Dependenţa $U_{str} = f(lgf)$ pentru diverse distanţe între electrozi.

In fig. 8 redăm la scara logaritmică dependenţa între tensiunea de străpungere şi frecvenţă.

In această diagramă se trasează cu linii pline curbele care se referă la oscilaţiile întreţinute şi cu linii punctate cele care se referă la oscilaţiile amortizate.

10. Utilizarea aerului ca dielectric

In afară de utilizările aerului ca dielectric natural despre care am vorbit la începutul acestui articol, aerul, este folosit în aplicaţii în care condiţiile de funcţionare a instalaţiei, maşinii sau aparatului electric cer ca izolaţia să aibă o conductibilitate electrică mică şi pierderile dielectrice mici la tensiuni relativ joase. In unele cazuri, este folosită în mod avantajos şi constanta dielectrică mică a aerului ca, de exemplu ,în cabluri de înaltă frecvenţă. In joasă frecvenţă aerul se foloseşte, în special, la condensatori de măsură.

Aerul este folosit des ca izolant la construcţia maşinilor sau aparatelor electrice şi a cablurilor de înaltă tensiune; există însă o tendinţă de a înlocui aerul prin gaze inerte ca azot şi altele, deoarece aerul fiind supus acţiunii cîmpurilor intense, se ionizează devenind din ce în ce mai conductor, ceea ce provoacă creşterea pierderilor dielectrice (înainte de străpungere).

Vom împărţi domeniile de utilizare a aerului în : *A*) utilizări în joasă frecvenţă ; *b*) utilizări în înaltă frecvenţă ; *C*) utilizări în tehnica tensiunilor înalte.

A. **Utilizările aerului în tehnica frecvenţelor joase.** Aerul este folosit în mod curent ca dielectric în condensatori de măsură de capacităţi nominale mici. Avantajele pe care le oferă aerul în aceste aparate sînt importante : conductibilitatea electrică foarte mică, pierderile dielectrice foarte mici, variaţia mică a capacităţii şi constantei dielectrice în funcţie de temperatură ; de asemenea, o autorestabilire a proprietăţilor dielectrice după străpungere. Aerul prezintă însă şi o serie de dezavantaje : valori mici ale constantei dielectrice (ceea ce este dezavantajos în cazul condensatorilor), rigiditatea dielectrică relativ joasă în condiţiile normale de temperatură şi presiune ; de asemenea în construcţia condensatorilor cu dielectrici gazoşi apar dificultăţi numeroase de ordin constructiv ca greutatea de a realiza distanţe mici între electrozi şi altele care se manifestă prin volume şi greutăţi specifice mari ale acestor condensatori.

Condensatorii de măsură cu aer se folosesc drept condensatori etalon de capacităţi constante sau drept condensatori de capacităţi variabile.

Condensatorii etalon de capacităţi constante se folosesc la tensiuni nominale pînă la 500 V şi de capacităţi de la 10 pF — 0,2 μF. Precizia de realizare a capacităţii poate atinge valori de $\pm 0{,}2\%$ la capacităţi nominale <200 pF şi de $\pm 0{,}1\%$ pentru $C_n \geqslant 200$ pF.

Pentru frecvenţele cuprinse între 1,5—300 kHz variaţia capacităţii este inferioară lui 0,01—0,02% ; coeficientul de variaţie al capacităţii cu temperatura $TKc = 0{,}002-0{,}003\%$ °C ; valoarea inductanţei acestor condensatori este $L = 0{,}02-0{,}04$ μH ; rezistenţa ohmică mai mare de 10^{13} ohmi, iar $\operatorname{tg}\delta = 5-10\cdot10^{-6}$.

Condensatorii de măsură cu aer de capacitate variabilă se execută prin folosirea piuliţelor calibrate pentru realizarea distanţei dintre armături şi necesită un grad înalt de precizie în executarea tuturor pieselor componente $\pm 5-10\mu$. Tensiunile nominale nu întrec 1000 V, iar capacităţile 5 000 pF. Capacitatea iniţială nu coboară, de obicei, sub $0{,}05-0{,}3\ C_{max}$. Precizia de realizare a capacităţii este de ordinul $\pm$ 0,001—0,1 pF. Coeficientul de variaţie a capacităţii cu temperatura TKc este egal cu $+0{,}001\ldots0{,}002\%$ pentru un grad C.

B) **Utilizările aerului în tehnica înaltei frecvenţe.** a) *Condensatori.* In raadiotehnică pentru circuitele de acord ale receptorilor se folosesc pentru frecvenţe $f < 3$ MHz şi tensiuni maxime pînă la 10 kV condensatori cu aer de capacităţi normale $c_n < 1\,000$ pF. Folosirea dielectricului gazos în aceşti condensatori permite o variaţie lentă şi continuă a capacităţii prin variaţia suprafeţelor de suprapunere ale armăturilor realizate prin rotirea plăcilor mobile faţă de plăcile fixe, sau, ca la trimeri (care se execută pînă la capacităţi de 10 pF) prin deplasarea axială a unui cilindru interior faţă de un cilindru exterior.

In aceşti condensatori se realizează la frecvenţa înalte $f \geqslant 1$ MHz un unghi de pierderi de ordinul a $10^{-3}-10^{-4}$ şi conductibilităţi foarte mici ($R \geqslant 500$ megohmi). Coeficientul de temperatură al capacităţii este de 0,004—0,1% de fiecare grad C. Precizia de realizare a capacităţii este mai mică decît la condensatorii de măsură $\Delta c_n = \pm 5\%$.

Tensiunea de utilizare a acestor condensatori în aviaţie este în funcţie de altitudinea maximă admisă, deoarece tensiunea de străpungere variază cu presiunea, după cum s-a arătat mai sus.

Trebuie să menţionăm că în practică condensatorii cu aer au pierderi dielectrice mai mari decît cele calculate la § 3 al acestui articol. Intr-adevăr noi am făcut calculul pierderilor dielectrice în condensatorii cu aer, considerînd că el este constituit numai din dielectric gazos. De fapt însă trebuie luat în considerare şi volumul materialelor izolante solide,

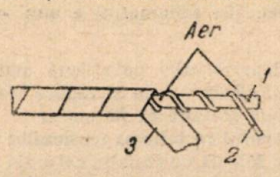


Fig. 9. Izolaţia de hîrtie şi aer cu cordel de hîrtie :
1 — spaţiu de aer ; *2* — cordel de hîrtie ; *3* — banda de hîrtie telefonică.

care căptuşesc armăturile metalice ale condensatorului. Cu toate că volumul acestora este mic faţă de volumul gazului dielectric, totuşi prezenţa dielectricului solid poate mări considerabil pierderile dielectrice, dacă nu se iau măsuri speciale (mai ales la frecvenţe înalte), constînd în folosirea materialelor solide cu pierderi dielectrice foarte mici (de exemplu cuarţ) şi reducerea la minimum a volumului acestora.

Astfel, de exemplu, la condensatori cu aer de capacitate variabilă, unghiul de pierderi este de 3—4 ori mai mare cînd armăturile (plăcile) se montează pe porţelan faţă de acelaşi montaj pe cuarţ.

O altă cauză a pierderilor dielectrice suplimentare într-un condensator cu aer constă în murdărirea suprafeţei plăcilor condensatorului sau (un caz şi mai des) acoperirea acestuia (totală sau parţială) prin pelicule de oxizi cu caracter de semiconductori sau dielectrici. Aceste pierderi suplimentare denumite uneori pierderi de ecranare, apar mai ales la tensiuni înalte şi se elimină într-o mare măsură prin aurirea plăcilor condensatorului.

Pierderile dielectrice suplimentare apar deseori şi din cauza pierderilor în contacte (mai ales la frecvenţe înalte).

b) *Cablurile telefonice.* In cablurile telefonice urbane este folosită pe scară mare izolaţia combinată hîrtie-aer. Această izolaţie se compune din hîrtie telefonică înfăşurată astfel pe conductor încît să lase goluri de aer. Spaţiile de aer se realizează fie prin înfăşurarea conductorului cu o spirală din hîrtie (denumită cordel), fie prin crearea unui tub concentric cu conductor. O metodă mai modernă foloseşte în loc de hîrtie telefonică o masă poroasă de hîrtie cu care se îmbracă conductorul şi care permite o circulaţie relativ liberă a aerului în porii masei.

c) *Cabluri de înaltă frecvenţă.* In unele construcţii ale cablurilor de înaltă frecvenţă, cablurile coaxiale, se foloseşte izolaţia combinată din dielectric gazos— aer — şi dielectric solid — răşini sintetice. In aceste aplicaţii conductibilitatea foarte mică şi constanta dielectrică foarte mică ale aerului îşi găsesc utilizarea foarte potrivită. Intr-adevăr, condiţia principală care se pune cablurilor de înaltă frecvenţă este ca factorul de atenuare introdus de aer să fie cît mai mic. Acesta depinde de pierderile în conductori şi în izolaţie. Cu creşterea curentului activ în izolaţie şi a capacităţii cablului pe unitate de lungime, factorul de atenuare creşte şi el. De aceea curentul de conductibilitate în izolaţie trebuie să fie cît mai mic, de asemenea şi constanta dielectrică trebuie să fie cît mai mică. După normele radiotehnice se admite ca valoarea maximă a unghiului de pierderi să fie (v. formulele 13 şi 14).

$$\operatorname{tg}\delta = \leqslant 1\ldots2\cdot10^{-4} \text{ şi } \varepsilon \leqslant 1{,}2\ldots1{,}3$$

Aceste condiţii uşor realizabile la dielectrici gazoşi sînt irealizabile la dielectrici solizi. Ori construcţia cablului necesită folosirea discurilor constituiţi din dielectrici solizi şi care formează camere de aer, izolînd în acelaşi timp conductorul central de conductorul periferic (fig. 11). In acest scop se

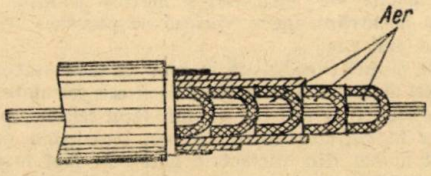


Fig. 10 Construcţia schematică a unui cabu coaxial.

folosesc astăzi discuri din polietilenă sau polistirol care au $\varepsilon = 2-2{,}6$ şi al căror volum se reduce la minimum, astfel ca mediul principal izolant să fie aerul.

C. **Utilizările aerului în tehnica tensiunilor înalte.** a) *Liniile aeriene.* Aerul este folosit ca izolaţie naturală aproape în toate instalaţiile de înaltă tensiune. Conductorii liniilor aeriene de transport de energie sînt izolaţi de pămînt prin izolatori cu suport sau de suspensie montaţi pe stîlpi şi sînt izolaţi între ei pe toată lungimea lor prin straturi de aer.

Comportarea aerului ca dielectric în aceste instalaţii a fost studiată mai sus.

b) *Maşini şi aparate electrice.* Folosirea aerului ca strat izolant în construcţia maşinilor şi aparatelor electrice de tensiuni înalte îl pune în condiţiile de ionizare intensă ceea ce, după cum am mai spus, provoacă pierderi dielectrice mărite. Această creştere a pierderilor dielectrice nu are vreo însemnătate directă, deoarece ele sînt foarte mici faţă de pierderile în cupru şi în fier. Insă ionizarea intensă a straturilor de aer poate provoca degradarea altor materiale electro-izolante ale maşinii sau aparatului prin producerea ozonului care poate avea acţiune vătămătoare asupra acestor materiale. Ozonul (şi oxigenul) provoacă îmbătrînirea rapidă a multor materiale electroizolante.

Pentru controlul ionizării aerului se utilizează ridicarea curbei de variaţie a unghiului de pierderi în funcţie de tensiunea aplicată.

Pentru a ţine seama de tensiunea de străpungere a aerului în cîmpuri de forme diferite, care au loc în izolaţia cu straturi de aer la maşini şi aparate electrice, se normează distanţele de izolaţie minimale între părţile neizolate sub tensiune, sau între acestea şi părţile legate la pămînt, în funcţie de forma cîmpului.

c) *Condensatori de înaltă tensiune.* Condensatori cu dielectric gazos de tensiuni înalte sînt fabricaţi de obicei pînă la tensiuni maxime de ordinul a 100 kV. Ei conţin aerul sub presiune, de 10—100 at. In construcţia lor trebuie să se dea o atenţie mare rezistenţei mecanice a carcasei şi rigidităţii de fixare a pieselor componente.

Ei sînt destinaţi atît folosirii în tehnica măsurătorilor dielectrice de înaltă tensiune şi joasă frecvenţă, cît şi în tehnica frecvenţelor înalte. In aceşti condensatori ca şi în cabluri de înaltă tensiune, aerul este în prezent înlocuit cu azot sau gaze sintetice ca freon, elegaz, etc.

Bibliografie

(1) *Heller B.* şi *Veverica A.*: Fenomene în izolanţi, Technicke Zparavy, nr. 5/1950.
(2) *Mihailov M. M.*: Materiale electrotehnice, Gosenergoizsdat, 1953.
(3) *Scanavi G. I.*: Fizica dielectricilor, Editura tehnico-teoretică, Moscova, 1949.
(4) *Vorobiov A. A.*: Tehnica tensiunilor înalte, Gosenergoizdat 1945.
(5) *Vul B. N.*: Stadiul actual al fizicii dielectricilor, Electricestvo, nr. 1/1949.
(6) *Whitehead S.*: Progress in dielectrics, Electrical Rewiev, dec. 1953.

★

ВОЗДУХ КАК ДИЭЛЕКТРИК

Резюме

Описываются диэлектрические свойства воздуха: удельное сопротивление, диэлектрическая проницаемость, диэлектрические потери и электрическая прочность. Указываются основы расчета диэлектрической проницаемости воздуха и даются примеры расчета. Описываются области применения воздуха как диэлектрической среды.

TRANSMISIUNI TELEFONICE PE LINII DE TRANSPORT AL ENERGIEI ELECTRICE

Ing. N. PERCIUN

Se dau date şi indicaţii privind proiectarea şi exploatarea sistemelor de transmisii telefonice pe linii de transport a energiei electrice.

I. Mijloacele de realizare a comunicaţiilor telefonice în sistemele electro-energetice.

Exploatarea sistemelor electro-energetice necesită mijloace de comunicaţii telefonice interurbane între staţii, substaţii, posturi dispecer şi posturi de linie. După nevoile pe care le îndeplinesc aceste comunicaţii se clasifică în: operative-dispecer, administrative şi de linie. Dintre acestea, deosebit de importante sînt legăturile operative necesare pentru ca producţia şi consumul de energie electrică să se adapteze reciproc şi să se înlăture repede eventualele defecte sau avarii.

Pentru realizarea tuturor acestor comunicaţii se folosesc în mare măsură circuitele reţelelor publice de telecomunicaţie.

Aceste legături însă prezintă neajunsul important pentru legăturile operative, că nu sînt oricînd şi imediat la dispoziţia serviciilor energetice, fie din cauza altor comunicaţii în curs, fie din cauza defectării liniilor, îndeosebi a celor aeriene; în cazurile cînd este necesară construirea de linii noi, speciale pentru sistemul electro-energetic, realizarea lor este costisitoare.

Liniile de înaltă tensiune a reţelelor de transport sînt construite cu coeficienţi de siguranţă mult mai mari faţă de liniile de telecomunicaţii şi de aceea, pentru a se asigura o continuitate ridicată în funcţionarea legăturilor telefonice operative ale sistemelor energetice, înafară de circuitele reţelelor publice, se realizează, de regulă, căi telefonice pe însăşi conductorii liniei de înaltă tensiune.

Echipamentele pentru acest gen de transmisiuni sînt construite după principiul celor de telefonie multiplă prin curenţi purtători, avînd în plus dispozitive de cuplare la conductorii liniei de transport, prevăzute pentru a se obţine protecţia împotriva tensiunilor periculoase. Costul a două echipamente terminale complete de acest fel a ajuns să fie aproximativ egal cu cel necesar pentru construirea a 7 km de linie telefonică aeriană, avînd două circuite sau circa 3 km de linie în cablu subteran, ceea ce face în multe cazuri avantajoase, din punct de vedere economic, utilizarea pentru telecomunicaţii chiar a liniilor de 35 şi 6 kV în loc de a se construi linii anume de telecomunicaţii.

II. Caracteristicile de transmisie a liniilor de transport.

Circuitele de telecomunicaţii pe liniile de transport se pot obţine folosind:

— un conductor de fază şi pămîntul (fază-pămînt),

— doi conductori de fază (fază-fază),

— trei conductori de fază conectaţi în paralel şi pămîntul (trei faze-pămînt, conectarea în paralel a conectorilor de fază se face în partea aparatelor de telecomunicaţii).

Condiţiile de efectuare a transmisiei semnalelor pe aceste circuite sînt caracterizate în mare măsură prin parametrii secundari: atenuarea kilometrică α şi impedanţa caracteristică Z, cît şi prin mărimea tensiunilor de zgomot, care interesează în mod deosebit, datorită valorilor ridicare ale acestora pe linii de înaltă tensiune.

1. *Atenuarea.* Mărimea atenuării liniilor de înaltă tensiune datorită dimensionării mari a elementelor constructive este mult redusă faţă de liniile de telecomunicaţii.

Atenuarea circuitelor este determinată de felul acestora şi tipul liniei. Pentru 100 kHz, valoarea medie a frecvenţelor folosite în transmisii, vara pe timp umed, atenuarea kilometrică α este de circa 10 mN/km pentru linii de 110 kV şi circa 5 mN/km pentru linii de 220 kV, faţă de 30 mN/km în cazul circuitelor telefonice din cupru de 3 mm diametru. Atenuarea unei linii de 1 km se calculează în neperi, cu ajutorul relaţiei:

$$a = Lk\sqrt{f} + c,$$

unde f este frecvenţa curenţilor de transmisie iar k şi c, coeficienţi depinzînd de tipul liniei şi felul circuitului. Coeficientul c, reprezintă atenuarea suplimentară la extremităţile circuitului fază-pămînt.

In cazul circuitelor fază-pămînt folosite mai frecvent aceşti coeficienţi au valorile: pe linii de 110 kV avînd conductori de 70—150 mm², distanţa între faze 3—4 m şi înălţimea medie de suspensie 8—9 m, $c = 0{,}3$ şi $k = 1{,}3.10^{-3}$ iar pe linii de 220 kV avînd conductori de 250—350 mm² distanţa între fază de 7 m şi înălţimea medie de suspensie 10—12 m, $c = 0{,}3$ şi $= k = 0{,}72.10^{-3}$.

Pe linii de 400 kV atenuarea kilometrică este cu circa 10% mai mică decît cea de pe liniile de 220 kV deoarece reducerea pierderilor în conductori este compensată prin creşterea pierderilor în pămînt, datorită distanţei mari între conductorii de fază—10,5 m.

La circuite fază-fază $c = 0$ iar k este cu 20—30% mai mic iar la circuite 3 faze-pămînt, $c = 0$ iar k este de 10—20 ori mai mare.

Valoarea atenuării creşte pe timp de ploaie datorită sporirii pierderilor pe izolatori şi mai ales pe timp de chiciură şi polei, cînd se produc pierderi sporite în dielectric, datorită fricţiunii cristalelor de ghiaţă care se deplasează sub acţiunea cîmpului de înaltă frecvenţă a curenţilor transmişi. Chiciura de 5—10 mm grosime produce sporirea atenuării kilometrice la frecvenţa de 50—100 kHz de 2—4 ori, iar la frecvenţa de 250—300 kHz de 5—10 ori. Atenuarea liniilor de înaltă tensiune în cablu este de circa 10 ori mai mare faţă de cele aeriene.

2. *Impedanţa caracteristică.* Mărimea impedanţei caracteristice pentru frecvenţa înaltă este $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$, unde L şi C sînt inductanţa şi capacitatea kilometrică a circuitului ; pe linii aeriene, pentru circuite fază-fază, Z_c este de 600—700 Ω iar pentru cele fază-pămînt 300—400 Ω. Pe linii în cablu, impedanţa caracteristică este de aproximativ 100—150 Ω.

Circuitele de derivaţie ale liniilor de înaltă tensiune constituie puncte de discontinuitate în ce priveşte impedanţa şi dau naştere la reflecţii care produc sporirea atenuării şi deformaţii în transmisie. Sînt periculoase mai ales derivaţiile a căror lungime este un multiplu impar al sfertului lungimii de undă folosită în transmisiuni, care se comportă ca un scurt-circuit pentru curenţii de înaltă frecvenţă. Spre a se înlătura aceste neajunsuri, liniile de derivaţie cît şi punctele de discontinuitate trebuie închise pentru curenţii de înaltă frecvenţă, prin circuite de oprire.

3. *Tensiuni de zgomot.* Tensiunile de zgomot de pe circuit se suprapun tensiunii utile a semnalelor şi dacă nu se asigură o abatere suficientă între nivelurile semnalului util şi perturbaţiilor calitatea audiţiei este dăunată. Aceasta impune să se lucreze cu valori mai ridicate ale nivelului minim de transmisie şi astfel mărimea tensiunilor de zgomot constituie, înafară de atenuare, un al doilea factor determinant în ceea ce priveşte raza de acţiune a comunicaţiilor.

In domeniul frecvenţelor coborîte, îndeosebi în banda vocală, tensiunile de perturbaţii sînt produse în cea mai mare măsură de către armonicele curentului de 50 Hz, a căror acţiune scade repede cu creşterea frecvenţei şi devine neînsemnată pentru valori de cîteva zeci de kHz. La frecvenţe mai ridicate tensiunile de zgomot se datoresc tensiunii înalte de serviciu a liniei sub acţiunea căreia se produc efecte de coroană a conductorilor şi descărcări parţiale pe izolatori, care se manifestă ca generatori de unde amortizate, distribuiţi în mare număr în lungul liniei. Aceste perturbaţii se numesc repartizate şi conţin un spectru aproape continuu de frecvenţe. Nivelul lor este determinat de tensiunea de serviciu a liniei şi de condiţiile atmosferice. Mărimea tensiunilor de zgomot Up este funcţie de lărgimea Δf a benzii de frecvenţă transmisă, $Up = a\sqrt{\Delta f}$, deci cu cît această bandă este mai îngustă, cu atît valoarea Up este mai mică. Obişnuit, nivelul tensiunii de perturbaţie este dat pentru o lărgime a benzii Δf de 5 kHz şi pentru condiţii atmosferice normale. Această valoare este de circa −4,5 N pe linii de 100 kV ; −2 N pe linii de 220 kV şi −0,5 N pe linii de 400 kV. Pe timp de ceaţă sau ploaie, în urma intensificării efectului de coroană şi descărcării, nivelul lor creşte cu 1—2 N, ajungînd la −3 N pe linii de 110 kV ; −1,5 N pe linii de 120 kV şi 0 N pe linii de 400 kV. Nivelurile acestea sînt exprimate faţă de valoarea de referinţă de 1 mW putere, respectiv 0,775 V, pe impedanţe de 600 Ω, sau 0,652 V pe impedanţe de 400 Ω.

Cunoscînd nivelul tensiunii de zgomot P_5 în bandă de 5 kHz se poate obţine nivelul $P_{\Delta f}$ corespunzător unei benzi Δf :

$$P_{\Delta f} = P_5 - \frac{1}{2}\ln\frac{5}{\Delta f} \text{ neperi.}$$

Tensiunea perturbaţiilor repartizate scade cu creşterea frecvenţei şi în banda de 50—300 kHz este aproximativ invers proporţională cu rădăcina a patra a frecvenţei, adică $Up = f^{-\frac{1}{4}}$; astfel nivelul perturbaţiilor la frecvenţe de 300 kHz este cu circa 0,45 N mai coborît decît la frecvenţe de 50 kHz.

III. Conectarea echipamentelor de telecomunicaţii la linii.

1. *Dispozitivul de conectare la linie a echipamentelor de telecomunicaţie* trebuie să asigure protecţia acestora împotriva tensiunilor înalte, realizînd totodată o atenuare redusă pentru curenţii de transmisie şi să oprească derivarea curenţilor de înaltă frecvenţă spre instalaţiile din staţiile de înaltă tensiune.

2. *Condensatori de cuplaj.* Cuplarea echipamentelor de telecomunicaţie cu linia se face prin condensatori de cuplaj a căror reactanţă $X_c = \frac{1}{\omega C}$ trebuie să fie neînsemnată pentru frecvenţele înalte şi foarte mare pentru curenţii de înaltă tensiune, avînd normal frecvenţa de 50 Hz. Din punct de vedere al atenuării curenţilor de înaltă frecvenţă ar conveni valori mai ridicate ale capacităţii ; întrucît însă tensiunile

foarte mari de serviciu fac costisitoare fabricaţia, capacitatea condensatorului de cuplaj este obişnuit de ordinul de 1 000—2.000 pF şi cel mult 10 000 pF. Condensatorii se construiesc cu dielectric din hîrtie uleiată sau ceramică şi normal cuprind mai multe secţiuni conectate în serie-derivaţie. Se execută pentru montare în exterior sau interior.

Industria sovietică produce în acest scop condensatori de tip CM 70—0,0044 (fig. 1) avînd armături din foi de aluminiu şi dielectric, hîrtie

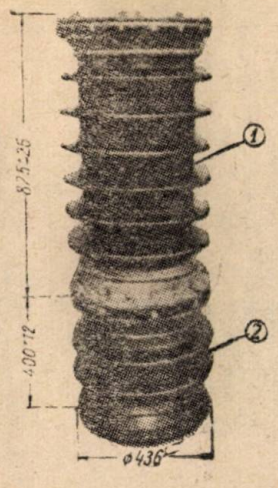


Fig. 1. Condensator de cuplaj CM 70—0,0044
1—corpul condensatorului; 2—soclul

uleiată. Acest condensator încercat la 180 kV este destinat pentru tensiuni de serviciu de 70 kV şi are o capacitate de 4 400 pF. Pentru tensiuni mai mari de serviciu se conectează, după nevoie, mai mulţi condensatori în serie, doi pentru 110 kV, trei pentru 154 kV, patru pentru 220 kV, rezultînd capacităţile de 2 200, 1 480 şi 1.100 pF.

Pe liniile de supraînaltă tensiune, de 400 kV, se vor folosi condensatori de cuplaj avînd capacitatea de 6 500—7 000 pF aleasă astfel spre a servi în acelaşi timp şi ca divizor capacitiv, pentru a permite preluarea din linie a unor puteri de 10—15 kVA pe fază, necesare alimentării punctelor de interconectare. Aceşti condensatori de cuplaj deservind atît instalaţiile de telecomunicaţie, cît şi cele de energie electrică, sînt mai ieftini decît transformatori de 400 kVA pe care îi vor înlocui.

Pentru instalaţii telefonice portabile, cuplajul se realizează cu ajutorul unor conductori montaţi paralel cu conductorii liniei, pe stîlpii acestora. Procedeul simplu şi ieftin, prezintă neajunsul pierderilor însemnate în transmisie, datorită capacităţii mari faţă de pămînt a conductorului de cuplaj din care cauză nu este folosit pentru instalaţii stabile.

3. *Circuite de oprire.* Oprirea trecerii curenţilor de înaltă frecvenţă spre staţie, care prezintă capacităţi de închidere pentru circuitele de telecomunicaţie de 2 000—30.000 pF, se obţine cu ajutorul circuitelor de oprire de înaltă frecvenţă (fig. 2 şi 3) care pot fi simple inductanţe, circuite antirezonante acordate pe una sau mai multe frecvenţe, semisecţiuni de filtru tip K sau alte scheme.

Prin inductanţa principală a circuitului de oprire trece întregul curent al liniei, de aceea mărimea acestei inductanţe este mică, 0,1—0,20 mH, iar construcţia extrem de robustă şi larg dimensionată spre a suporta în regim normal

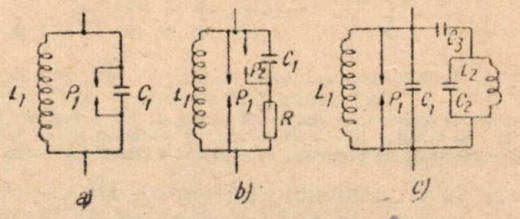


Fig. 2. Circuite de oprire
a—circuit de oprire cu o frecvenţă de rezonanţă; *b*—idem cu bandă largă; *c*—circuit de oprire cu două frecvenţe de rezonanţă; L_1—inductanţă principală; C_1, C_2 C_3—condensatori de acord; R — rezistenţa; L_2 — inductanţă ajutătoare; P_1, P_2 — protectori.

curenţi de 250—850 A, iar în caz de scurtcircuit a liniei, curenţi de 20 000—30 000 A, care produc în prima fază o solicitare dinamică, apoi una calorică, ceea ce impune o foarte bună fixare al conductorului spirelor şi aerisirea acestora. In instalaţii sovietice se folosesc adesea pentru circuitele de oprire inductanţele de tipul K3-500, avînd $L = 0{,}124$ mH şi dimensionat pentru curenţi de serviciu de 500 A şi curenţi de scurtcircuit de 35 000 A. Pe linii de 400 kV curentul de regim normal în inductanţa de oprire va ajunge pînă la 2 000 A.

4. *Filtre de cuplaj.* Intre condensatorul de cuplaj şi echipamentul de telecomunicaţii, conectarea se face prin cabluri de înaltă frecvenţă, simetrice sau coaxiale, a căror impedanţă este de circa 100—125 Ω. Spre a se adapta impedanţa

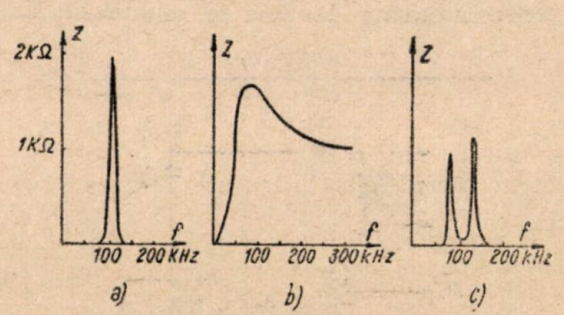


Fig. 3. Variaţia impedanţei circuitelor de oprire
a—circuit de oprire cu o frecvenţă de rezonanţă;
b—circuit de oprire cu bandă largă;
c — circuit de oprire cu două frecvenţe de rezonanţă

liniilor care în mod obişnuit este de circa 400 Ω pentru circuite fază—pămînt sau circa 600 Ω pentru circuite fază-fază, cu impedanţa cablului de înaltă frecvenţă, se folosesc filtre de cuplaj, realizate sub

forma de transformator. Filtrul de cuplaj totodată pune la pămînt condensatorul de cuplaj pentru curenţi de frecvenţe inferioare celor

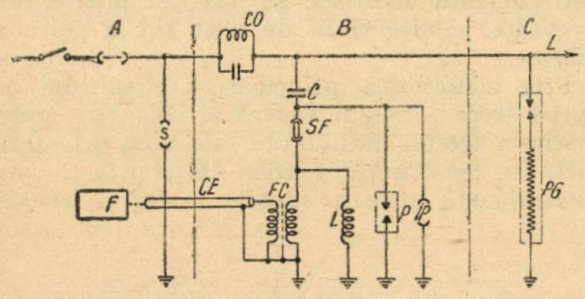


Fig. 4. Conectarea echipamentelor de telecomunicaţii la circuite fază-pămînt.
CO — circuit de oprire; *C* — condensator de cuplaj; *SF* — secţionor fuzibil; *FC* — filtru de cuplaj; *CE* — cablu ecranat; *F* — echipament de telefoane; *L* — inductanţa de protecţie: *PG* — protector general; *L* — linia.

folosite în transmisiuni telefonice. De asemenea, acesta conduce la pămînt curentul de încărcare a condensatorului, cît şi supratensiuni atmosferice în care scop un început al înfăşurărilor este pus la pămînt (fig. 4). Filtrul de cuplaj este

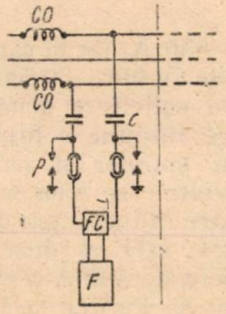


Fig. 5. Conectarea echipamentelor de telecomunicaţii la circuite fază-fază.

construit pentru tensiuni de serviciu de 10 kV. Se montează, de regulă, pe soclul condensatorului de cuplaj.

5. *Montarea de ansamblu a echipamentului de conectare.* Elementele de conectare a sistemului de telecomunicaţii la linie se montează, după

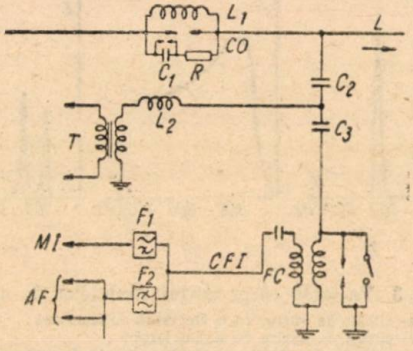


Fig. 6. Conectarea echipamentelor de telecomunicaţii la liniile de 400 kV.
L — conductorii de linie; *CO* circuit de oprire cu bandă largă; L_1 = 2 m H, C_1 = 1 600 *pF*, *R* = 1 *k* Ω; C_2, C_3 — condensatori de cuplaj C_2 = 6 600 *pF*, C_3 = 10 C_2; *T* — transformator de 15 VA; L_2 — inductanţă de oprire la 100 mH; *FC* — filtru de cuplaj; *CFI* — cablu coaxial pentru frecvenţă înaltă; F_1 — filtru trece sus de la 500 kHz; F_2 — filtru trece jos, sub 300 kHz; *MF* — aparatele de telefonie prin curenţi purtători: *MI* — aparat de măsură prin impulsuri

cum se arată în fig. 4. Echipamentele de conectare cuprind protectori de tensiuni a instalaţiei, cît şi separatori pentru secţionarea şi punerea la

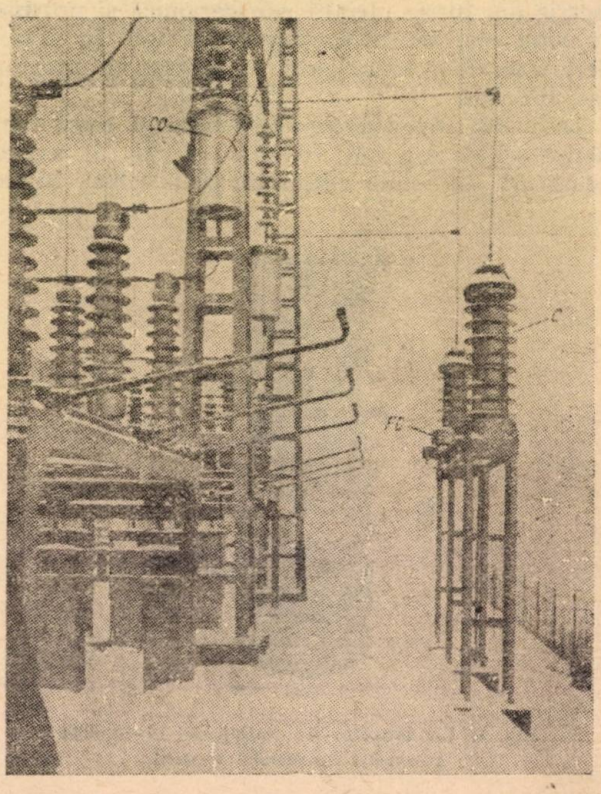


Fig. 7. Montarea în exterior a dispozitivelor de conectare.
CO — circuit de oprire; *C* — condensator de cuplaj; *FC* — filtru de cuplaj.

pămînt a liniei. Montajul echipamentului de conectare diferă după schema de realizare a circuitelor de telecomunicaţie. Montajul din fig. 4 este pentru circuite fază-pămînt. Pentru circuite fază-fază, conectarea se face după schema din fig. 5, fiind nevoie de doi condensatori de cuplaj şi două circuite de oprire.

Instalaţiile de telecomunicaţii pe liniile de 400 kV se conectează după schema din fig. 6.

Condensatorii de cuplaj şi circuitele de oprire se pot monta în exterior (fig. 7) sau în interior.

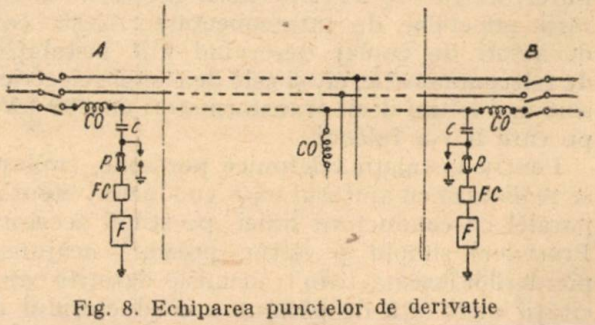


Fig. 8. Echiparea punctelor de derivaţie

6. *Echipamentul punctelor intermediare a liniei.* In punctele de derivare a liniei principale trebuie oprită trecerea curenţilor de frecvenţă înaltă spre linia derivată, în care scop pe conductorii acesteia se montează circuite de oprire (fig. 8).

De asemenea, în substaţii sau centre de ramificare se montează dispozitive de ocolire, pentru curenţii de frecvenţă înaltă (fig. 9).

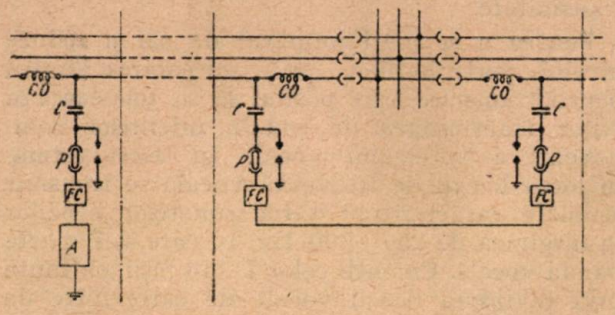


Fig. 9. Echiparea punctelor de secţionare.

IV. Caracteristicile sistemelor de comunicaţii telefonice pentru linii electrice de transport

1. *Circuite de telecomunicaţie.* Transmisiunile telefonice se realizează, de regulă, pe circuite fază-pămînt. Atenuarea acestor circuite este întrucîtva mai mare iar ruperea conductorilor de fază în apropierea de staţii pînă la 2 km produce întreruperea comunicaţiei; ele oferă însă avantajul economic datorită simplicităţii echipamentului de conectare la linie.

Circuitele fază-fază ridică costul instalaţiei, întrucît necesită un număr dublu de condensatori de cuplaj şi circuite de oprire, piese costisitoare, posedă însă o atenuare mai mică, asigură o continuitate mai ridicată a comunicaţiilor şi reduc perturbaţiile care au loc între linii diferite.

Circuitele trei faze-pămînt nu numai că nu oferă vreo îmbunătăţire a caracteristicilor de transmisie, dar dimpotrivă, aduc o înrăutăţire a acestora datorită neuniformităţii parametrilor pentru curenţii de frecvenţă înaltă a celor trei conductori de fază conectaţi în paralel pe lîngă costul mult ridicat al echipamentului de linie.

2. *Caracteristici de bază.* Caracteristicile de bază ale sistemelor de transmisiuni telefonice sînt:

— bandă de frecvenţă folosită pentru transmisiuni,
— sistemul de translaţie a frecvenţelor,
— spectrul de frecvenţe înalte a căilor,
— banda de frecvenţă vocală transmisă,
— mărimea nivelurilor de transmisie,
— raza de acţiune.
— echivalentul căilor.

Datorită nivelului excesiv de ridicat al tensiunilor de zgomot de pe liniile de transport, sistemele de transmisii telefonice nu satisfac în totul recomandările CCIF şi calitatea comunicaţiilor este inferioară celor de pe liniile reţelelor publice de telecomunicaţie; de aceea căile telefonice obţinute pe liniile de înaltă tensiune nu sînt folosite în organizarea reţelelor publice. Pentru legăturile de serviciu a sistemelor electroenergetice, calitatea acestor comunicaţii este însă cu totul satisfăcătoare.

3. *Banda de frecvenţe folosită pentru transmisiuni.* Transmisiunile telefonice pe linii de înaltă tensiune nu se pot realiza nemijlocit în banda de frecvenţă vocală, deoarece este foarte greu de obţinut separaţia benzii de frecvenţă vocală de frecvenţa curentului de 50 Hz şi apoi în banda vocală tensiunea armonicilor curentului liniei de transport, raportată la frecvenţa de 800 Hz (valoarea medie a benzii vocale), reprezintă aproximativ 0,5% din tensiunea curentului de frecvenţă fundamentală şi tensiunea de zgomot în calea telefonică de frecvenţă vocală, pe linii de 220 kV va fi de circa 1 000 volţi. De aceea, transmiterea frecvenţelor joase este posibilă numai pe reţele de joasă tensiune, care pot fi folosite, de exemplu, pentru transmisiuni de radioficare.

Această situaţie obligă să se folosească pentru transmisiuni telefonice benzi de înaltă frecvenţă. Pentru a se beneficia de atenuări reduse, convine să se coboare limita de jos a benzii de frecvenţă la cîteva zeci kHz, domeniu unde acţiunea armonicilor curentului de 50 Hz este neglijabilă; pe de altă parte, pentru frecvenţe coborîte sînt necesare capacităţi mari pentru condensatorii de cuplaj, cît şi inductanţe sporite pentru circuite de oprire, ceea ce scumpeşte costul echipamentului de linie, destul de ridicat şi fără aceasta. De aceea limita de jos a benzii de frecvenţă înaltă este stabilită prin compromis în prezent la 40—50 kHz. In ceea ce priveşte limita superioară, aceasta se poate întinde pînă la 150 kHz fără vreo restricţie. Nevoia de a se plasa un număr din ce în ce mai mare de căi, a impus de mai multă vreme lărgirea acestei benzi pînă la 300 kHz. Folosirea benzii de 150—300 kHz trebuie însă coordonată cu transmisiunile de radio difuziune, cît şi cele de radio navigaţie aeriană, care folosesc de asemenea acest spectru de frecvenţe.

Dezvoltarea mare a sistemelor electro-energetice face de pe acum insuficient domeniul de 40—300 kHz şi în unele cazuri această bandă a fost lărgită pînă la 20—30 kHz pentru legături pe linii lungi şi 1—1,5 mHz ,pentru comunicaţii pe linii scurte.

4. *Sistemul de translaţie a frecvenţelor.* In tehnica transmisiunilor se folosesc pntru procesul de translaţie a frecvenţelor prin care se transpune banda de frecvenţe vocale în domeniu de frecvenţe înalte, sistemele de modulare: de amplitudine, frecvenţă sau de impulsuri a semnalelor.

Pentru transmisiuni pe linii de transport este folosit sistemul de translaţie a frecvenţelor prin modulare de amplitudine, întrucît acesta permite să se restrîngă banda de frecvenţe necesară unei căi la 2 000—2.700 Hz pentru un singur sens de transmitere. Aceasta dă posibilitate să se obţină un număr maxim de căi în banda relativ restrînsă de frecvenţe (50—300 kHz) destinată acestui gen de comunicaţie. Modularea de frecvenţă necesită normal pentru o

cale într-un singur sens de transmitere o bandă de 30—40 kHz, care poate fi excepţional restrînsă la 6 kHz, folosind un indice de modulare $M = 1$, în schimbul unei reduceri a calităţii audiţiei. Modularea de impulsuri necesită o bandă de cîteva sute kHz şi nu se pretează pentru comunicaţii pe linii de transport.

Sistemul de modulare de frecvenţă oferă faţă de modularea de amplitudine posibilitatea reducerii în mare măsură a acţiunii perturbaţiilor. De aceea sistemul modulării de frecvenţă poate fi folosit în cazul cînd problema economiei în utilizarea benzilor de frecvenţă nu se impune şi este necesar, cu mijloace simple, să se obţină reducerea perturbaţiilor. In Uniunea Sovietică au fost studiate aparate cu modulare de frecvenţă pentru transmisiuni pe linii de înaltă tensiune şi este probabilă utilizarea lor în viitor.

In sistemele mai vechi, transpunerea benzii vocale în domeniul frecvenţei înalte se face într-o singură treaptă de translaţie a frecvenţelor din care cauză, lărgimea benzii de separaţie între curenţii purtători ai căilor vecine trebuie să fie sporită. In sistemele noi se folosesc, de regulă, două trepte de translaţie a frecvenţelor.

5. *Spectrul de frecvenţe înalte a căilor.* La modularea de amplitudine a unui curent de frecvenţă purtătoare F cu banda de frecvenţe vocale f, se obţine spectrul de frecvenţe compus din benzile laterale: $F - \Delta f$, $F + \Delta f$. Astfel, spectrul de frecvenţe înalte rezultat în procesul de modulare ocupă o bandă de două ori mai largă decît cea a benzii vocale transmisă. Transmiterea acestui întreg spectru necesită o bandă dublă de frecvenţe pentru o cale, iar pe de altă parte, odată cu creşterea lărgimii benzii de frecvenţe, creşte mărimea tensiunii de zgomot, pe lîngă alte neajunsuri. De aceea transmiterea ambelor benzi laterale, deşi simplifică aparatele, este folosită numai în sisteme de realizare mai veche. In sistemele noi se foloseşte transmiterea unei singure benzi laterale, ceea ce face posibil să se dubleze numărul căilor diferite şi măreşte raza de acţiune a transmisiunilor cu circa 1,2 N, întrucît nivelul perturbaţiilor în banda redusă la jumătate scade cu 0,35 N ,iar prin suprimarea purtătorului, nivelul benzii semnalelor poate fi ridicat.

In unele sisteme numite combinate, lîngă banda de frecvenţe a transmisiunii telefonice se transmit şi benzile de frecvenţe pentru telemăsuri şi protecţia rapidă la distanţă.

Pentru cele două sensuri diferite de transmitere a unei căi, se folosesc curenţi purtători de frecvenţe diferite, separate între ele cu circa 5—50 kHz. In cele mai multe sisteme această separaţie este de circa 10 kHz. Lărgimea nominală a benzii este de 5 000—8 000 Hz în sistemele de transmisie cu două benzi laterale şi de 2 500—3 000 Hz în sistemele cu o singură bandă.

Astfel, într-un interval de frecvenţe de 250 kHz se pot dispune 50 canale de 5 kHz sau 100 canale de 2,5 kHz lărgime, respectiv un număr de două ori mai mic de căi, o cale cuprinzînd două canale: cîte unul pentru fiecare sens de transmitere.

Pentru a se mări numărul de căi şi reduce nivelul perturbaţiilor prin micşorarea lărgirii benzii transmise, este posibil să se folosească în viitor transmiterea de cod a diferitelor componente a spectrului vocal. In acest sistem, în locul benzii de frecvenţă vocală se transmit semnale caracterizînd tăria sunetelor benzilor în lărgimea de 250—300 Hz, în care se împarte banda vocală. Curenţii celor 7—10 fâşii, obţinute prin divizarea benzii vocale de către filtre de bandă, se redresează, după care comandă un număr corespunzător de subcanale telegrafice, fiecare în lărgime de 20 Hz, sau se transmit pe o cale de 200 Hz, cu ajutorul comutatorilor sincroni. In acest caz, pentru transmiterea unui canal, banda de frecvenţe necesară se reduce la circa 200 Hz. In echipamentul de recepţie se produc sunete de către generatorii de sunet locali. Curenţii de frecvenţă sonoră obţinuţi astfel, se aduc prin filtre de acelaşi fel cu cei de la transmitere, la modulator, unde sînt modulaţi de către semnalele transmise, caracterizînd fâşiile de frecvenţă vocală, proces prin care se restabileşte vorbirea.

6. *Banda de frecvenţe vocale transmisă.* Această bandă este cuprinsă, de regulă, între 300—400 Hz limita inferioară şi 2 100—2 700 Hz limita superioară. Folosirea benzii de 300—3 400 Hz recomandată de CCIF pentru căile telefonice a reţelelor publice ar mări tensiunea de zgomot şi ar reduce numărul total de căi, fără a spori apreciabil calitatea audiţiei.

7. *Mărimea nivelurilor de transmisie.* Mărimea minimă a nivelului de transmisie este determinată de nivelul perturbaţiilor de pe circuit şi abaterea necesară între tensiunea semnalelor şi cea de zgomot.

Inteligibilitatea comunicaţiilor este cu totul nesatisfăcătoare dacă diferenţa dintre nivelul semnalelor şi al perturbaţiilor coboară sub 1 N, devine suficientă pentru diferenţe de 2 N şi bună pentru valori care depăşesc 3 N. Pentru căile reţelelor publice, CCIF recomandă o abatere de 4,73 N. In transmisiuni pe linii de înaltă tensiune este adoptată valoarea de 3 N.

Faţă de valoarea medie a nivelurilor de perturbaţie, rezultă nivelurile minime de recepţie a transmisiunii: — 1,5 N pe linii de 110 kV, 0,5 N pe linii de 220 kV şi 2,5 N pe linii de 400 kV. Acestea sînt valori medii. In caz de creştere exagerată a atenuării, datorită poleiului sau avariilor, nivelul minim se poate coborî pînă la circa —3N. Valoarea ridicată a nivelurilor de recepţie impune să se lucreze cu niveluri mari de emisie.

Puterea emiţătorilor sistemelor existente construite pentru linii de 110 şi 220 kV este cuprinsă

între 3 şi 10 waţi. In sistemele cu transmiterea benzilor laterale şi a curentului purtător, pentru puterea de 5 W, mai des folosite, corespunde nivelul de emisie a semnalelor de circa 3,5 pînă la 3,75 N, valoare dependentă de coeficientul de modulare, iar în sistemele fără transmiterea curentului purtător, 4,25 N. La puterea de 10 W a emiţătorului, se obţine nivelul de emisie 4,6 N în transmiteri cu purtătorul suprimat. Pentru comunicaţii pe linii de 400 kV sînt necesare puteri de circa 100 W, nivel de emisie 5,75 N.

Din punct de vedere economic şi de întreţinere, convin puteri reduse a emiţătorilor, iar pe de altă parte, mărirea razei de acţiune face necesară sporirea acestei puteri.

In comunicaţii telefonice normale, nivelul maxim la emisie pe linii aeriene nu depăşeşte 2 N. Pe aceste linii însă nivelul perturbaţiilor este de —8 pînă la —10 N.

8. *Raza de acţiune.* Atenuarea totală care poate fi acoperită între instalaţiile terminale rezultă din diferenţa nivelurilor de emisie şi recepţie cu care se lucrează. Raza de acţiune este determinată de partea de atenuare care revine liniei. Aceasta se obţine scăzînd atenuarea produsă de echipamentele de linie şi a cablului de înaltă frecvenţă.

Echipamentele terminale de conectare: filtrul, circuitul de oprire şi condensatorul, inclusiv atenuarea suplimentară de la extremităţile circuitului fază-pămînt, adaugă o atenuare de circa 0,8 N.

De asemenea, echipamentul de ocolire a unei substaţii intermediare produce o atenuare în jurul a 0,8 N. Atenuarea cablurilor de frecvenţă înaltă, de fabricaţie sovietică, este de 0,142, respectiv 0,445 N/km pentru frecvenţele de 50 respectiv 300 kHz.

Atenuarea totală a_t între staţiile terminale poate fi calculată aproximativ cu ajutorul relaţiei:

$$a_t = lk\sqrt{f} + 0{,}8\,n + \alpha_c l_c + 0{,}65,$$

unde l este lungimea liniei în km, k un coeficient a cărui valoare a fost indicată la capitolul „Atenuare"; f — frecvenţa, n — numărul echipamentelor de ocolire, α_c — atenuarea kilometrică a cablului de înaltă frecvenţă, iar l_c lungimea totală a cablului în km.

La stabilirea razei de acţiune trebuie prevăzută o rezervă de amplificare pentru a se asigura stabilitatea comunicaţiilor în caz de polei, chiciură sau avarii pe linia de transport. Această rezervă însă, după datele obţinute din exploatare nu trebuie să fie mare, circa 0,5-1 N. Cazul de întrerupere a comunicaţiilor din cauza poleiului sînt foarte rare şi de scurtă durată. Pe de altă parte, cuplajul electromagnetic între conductorii de fază face ca în cazul avariilor liniei, atenuarea în cele mai multe cazuri să nu sporească cu mai mult de 2-3 N. Intrucît în acest caz linia se scoate de sub tensiune şi implicit nivelul perturbaţiilor scade, comunicaţia telefonică este posibilă deşi atenuarea creşte.

9. *Echivalentul căilor.* Echivalentul căilor la 800 Hz, în condiţii normale, este cuprins între 0,5—1 N. De regulă sistemele sînt echipate cu dispozitive de reglaj automate, care menţin constantă valoarea echivalentului, cu o abatere de $\pm$ 0,15—0,3 N pentru variaţii de circa $\pm$2 N a nivelului la recepţie. Valoarea echivalentului pentru cele două sensuri diferite a căii nu diferă cu mai mult de 0,1—0,2 N. La legături în tranzit a căilor, care se realizează în sistemele noi pe patru fire, valoarea echivalentului se poate aduce la 0 N.

V. Sistemele pentru transmisiuni telefonice pe linii electrice de transport

1. *Caracteristici generale.* Sistemele sînt de regulă de construcţie individuală. Sistemele mai vechi se construiau urmărindu-se simplitatea, în scopul reducerii costului şi uşurării întreţinerii, ce se obţinea folosind procedeul de transmisie a purtătorului şi ambelor benzi laterale. In sistemele noi se foloseşte procedeul de transmitere cu o singură bandă laterală, fără curent purtător.

Obişnuit, echipamentele se construiesc numai pentru transmisiuni telefonice. Există însă sisteme de tip combinat, care cuprind şi echipamentul pentru telemăsuri şi protecţia rapidă.

Sistemele pot fi cu frecvenţe fixe, la care tansmiţătorul şi receptorul rămîn acordate pe aceleaşi valori a frecvenţelor purtătoare, indiferent dacă staţia cheamă ori este chemată: sau cu frecvenţe schimbătoare, la care, în stare de repaus, transmiţătorul este acordat pe frecvenţa F_1 bunăoară, iar receptorul pe frecvenţa F_2, acord care se păstrează dacă staţia este chemată. La staţia de la care se face apelul, aceste frecvenţe se schimbă reciproc. Echipamentele cu frecvenţe schimbătoare se pot lesne adapta pentru funcţionare după sistemul cu frecvenţe fixe.

La unele sisteme în partea de frecvenţă vocală a transmiţătorului, se folosesc limitatori de amplitudine, care taie vîrfurile pronunţate a semnalelor, cu scopul de a ridica nivelul mediu al acestora faţă de nivelul zgomotelor.

Impedanţa echipamentelor la intrare în partea de frecvenţă vocală este de 600 ohmi, iar în partea de frecvenţă înaltă de 100—120 ohmi.

Reglajul automat al nivelului se realizează obişnuit prin sisteme electronice.

Apelul adaptat totdeauna pentru serviciu automat se face, de regulă, prin acţionarea asupra transmiterii curentului purtător sau a celui de control.

Echipamentele se montează în dulapuri metalice de circa 2 000 mm înălţime, prevăzute cu uşi. Greutatea unui terminal este de 200—600 kg.

Alimentarea se face complet de la reţea. Consumul pentru un terminal este de 300—700 W

Pentru cazurile de întrerupere a reţelei, se folosesc convertizori alimentaţi din baterie de acumulatori. Cele cîteva secunde necesare intrării în funcţiune a convertizorului nu constituie practic un neajuns pentru serviciul telefonic.

Pentru echipamente telefonice nu se construesc de regulă repetori. Astfel la aceste căi cîştigul dat de un repetor nu poate depăşi 2 N.

2. *Sistemele* 3П 0—1. Concepute şi construite de către tehnicienii sovietici, în baza celor mai noi realizări în tehnica transmisiunilor telefonice, aceste sisteme lucrează cu transmiterea unei singure benzi laterale şi sînt de frecvenţe fixe. Aceste sisteme sînt descrise în revista „Electrotehnica" nr. 5/1953. De aceea indicăm numai caracteristicile importante.

Date caracteristice ale sistemelor 3П 0—1:

Puterea la emisie	10 W 4,6 N
Puterea la emisie a curentului de control	0,5 W 3,1 N
Raza de acţiune	8 N
Domeniul de reglare automată a nivelului	4 N
Banda de frecvenţe	51—303 kHz
Distanţarea frecvenţei curenţilor purtători pentru sensurile *A—B* şi *B—A* a căii	12 kHz
Valoarea nominală a benzii canalului	3 kHz
Impedanţa aparatului la ieşire	100 ohmi
Impedanţa aparatelor la intrare	600 ohmi
Banda vocală transmisă	300—2 700 Hz
Echivalent	0,8 N
Variaţia echivalentului funcţie de frecvenţă	± 0,05 N
Raza de acţiune în condiţii de exploatare pe linii	110 kV 5,75 N
Raza de acţiune în condiţii de exploatare pe linii	220 kV 4,25 N
Rezerva de amplificare	2,25 N
Tensiunea de alimentare	110—220 V, —20 + 10%
Puterea absorbită	700 VA.

Pentru a se îmbunătăţi mai mult raportul între tensiunea semnalului şi a perturbaţiilor, seriile următoare de terminale vor fi echipate cu compresori-expandori(fig. 10). Compresorul , montat în partea de transmitere, cuprinde o reţea neliniară, formată din elemente de cupru-oxid sau germanium, a cărei atenuare, dependentă de nivelul curenţilor de frecvenţă vocală, produce coborîrea nivelurilor ridicate şi ridicarea celor joase (fig. 11). In acest fel intervalul dinamic al vorbirii este comprimat la transmitere de la 6 N la 3 N; la recepţie, intervalul dinamic este restabilit de către expandor, format de asemenea din elemente neliniare, compuse în aşa fel încît se obţine efectul contrar: nivelurile ridicare sînt mărite, iar cele coborîte se reduc. Se realizează în acest fel mărirea abaterii dintre tensiunile de perturbaţii şi tensiunea semnalului, de la o valoare de circa 2 N cît poate ajunge la intrarea expandorului, la o valoare de 3,5 N, în partea de ieşire, rezultînd un cîştig de 1,5 N.

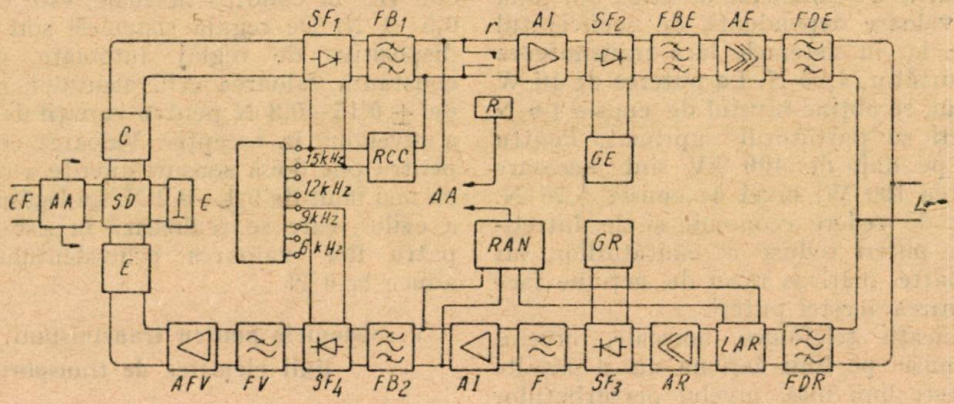


Fig. 10. Schema bloc a echipamentelor de telefonie 3П0—1.
C—compresor; *E*—expandor.

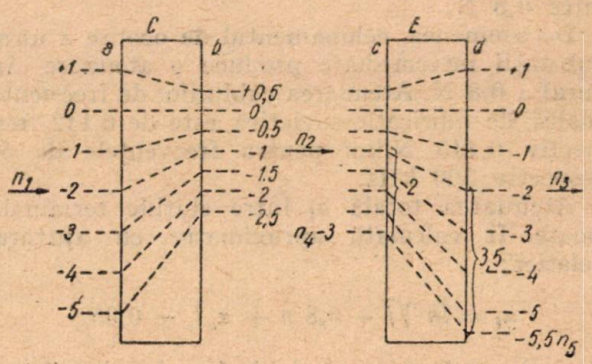


Fig. 11. Modificarea nivelurilor semnalului şi perturbaţiilor în compresor şi expandor

C — compresor; *E* — expandor; *a*, *b* — nivelurile semnalului la intrarea şi ieşirea compresorului; *c*, *d* — nivelurile semnalului şi perturbaţiilor la intrarea şi ieşirea expandorului; n_1 — valoarea medie a nivelului semnalului la intrare în compresor; n_2 — idem, la ieşirea din compresor şi intrarea în expandor; n_3 — idem la ieşirea expanporului n_4. n_5 — nivelul perturbaţiilor la intrarea şi ieşirea expandorului.

3. *Sistemele* JVT—1. Sistemele JVT – 1 sînt de fabricaţie Tesla. De construcţie individuală aparatele lucrează cu transmiterea unei singure benzi laterale şi sînt cu frecvenţă schimbătoare. Schema bloc a unui terminal este arătată în fig. 12. Procesele importante ale transmiterii sînt următoarele: banda de frecvenţe vocale de la aparatul abonatului trece prin sistemul diferenţial în transmiţător, la translatorul de frecevenţe, cu redresori uscaţi, montaţi în inel, a primei trepte de transpunere, alimentat de generatorul *Gl*, care produce curentul de 7 200

Hz. Filtrul de bandă *FBl*, lasă să treacă banda laterală inferioară 5 100—6 900 Hz, care împreună cu curentul de control, identic cu cel purtător, avînd însă nivelul coborît la valoarea necesară prin regulatorul *RCC*, se transpune în translatorul de frecvenţe *SF2*. Frecvenţa ordinul doi a curentului purtător. Banda vocală se amplifică în *A* şi *AFV* şi după filtrare trece spre sistemul diferenţial, iar curentul de 14 400 Hz este detectat de către *DCF*, după care comandă reglajul automat de cîştig ,de tip electronic.

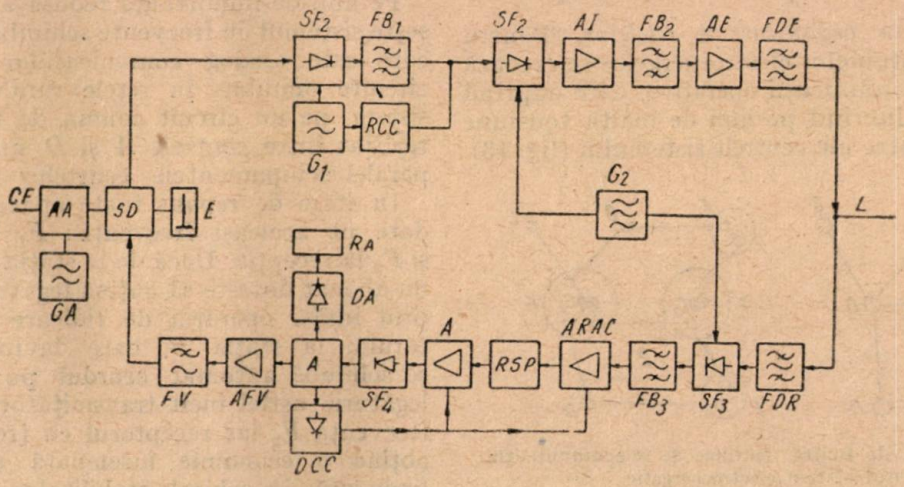


Fig. 12. Schema bloc a aparatelor terminale TESLA JVT-1 pentru transmisiuni telefonice prin curenţi purtători pe liniile de înaltă tensiune

CF — centrală telefonică sau aparat de abonat; *AA* — echipament pentru apel automat; *GA* — generator de apel 450 Hz; *SD* — sistem diferenţial; *E* — echilibror; *SF* — schimbători primar de frecvenţă la transmitere; G_1 — generatorul curentului purtător de 7 200 Hz; *RCC* — regulatorul curentului de control; *FB* — filtrul de bandă intermediară; SF_2 — schimbător secundar de frecvenţă; *AI* — amplificator intermediar; FB_2 — filtru de bandă; *ME* — amplificator de emisie; *FDE* — filtru de emisie; G_2 — generatorul curentului purtător; *FDR* — filtrul de recepţie; SF_2 — schimbător primar de frecvenţă la recepţie; FB_2 — filtru de bandă; *ARAC* — amplificatorul regulatorului automat de cîştig; *RSP* — reţea pentru amplificare selectivă a curentului de control; *A* — amplificator de recepţie; SF_4 — schimbător secundar de frecvenţă; *M* — amplificator; *DA* — detector pentru recepţia apelului; RA — releu de apel; *DCC* — detectorul curentului de control; *AFV* — amplificatorul frecvenţei vocale; *FV* — filtrul de frecvenţă vocală

generatorului *G2* se alege după domeniul benzii de frecvenţe înalte, în care se face transmisiunea. Acest curent purtător se suprimă în *SF2*, montat cu redresori în inel. Benzile laterale, după amplificare, trec în filtrul *FB2*, care se schimbă după poziţia de lucru a staţiei şi lasă să treacă banda laterală superioară, dacă staţia cheamă, sau pe cea inferioară, dacă staţia este chemată. Banda de frecvenţe înalte amplificată de amplificatorul *AE*, avînd puterea de 5 W, trece prin filtrul *FDE* în linie.

Socotind staţia ca fiind chemătoare, la emisie se lucrează cu banda laterală superioară a curentului purtător produs din *G2* şi la recepţie va sosi de la staţia vecină chemată, banda laterală inferioară a unui curent purtător de frecvenţă identică. Această bandă de frecvenţe se transpune în prima treaptă în *SF3*, montat de asemenea cu redresori în inel, rezultînd benzile de frecvenţă intermediară. Filtrul de bandă *FB3* lasă să treacă banda laterală inferioară şi frecvenţa laterală avînd 7 200 Hz, rezultată din transpunerea curentului de control. Aceşti curenţi trec prin amplificatorul regulatorului automat de cîştig apoi prin reţeaua selectivă *RSP*, care măreşte amplificarea curentului de 7 200 Hz, în scopul obţinerii curentului purtător necesar în ultima treaptă de transpunere. După translatorul *SP4* montat cu 2 redresori în circuit simetric, se obţine banda vocală şi armonică de

Apelul se transmite prin întreruperea curentului purtător în ritmul impulsurilor de selecţie. Recepţia apelului se face prin *DA* şi releul de apel *RA*.

Schimbarea reciprocă a filtrelor în partea de înaltă frecvenţă a transmiţătorului şi receptorului se face automat la conectarea cu echipamentul de curenţi purtători a unei linii de abonat chemător.

Amplificatorul de emisie în stare de repaus este alimentat cu o tensiune redusă, care se aduce automat la valoarea normală, numai pe durata legăturilor.

Date caracteristice a aparatelor JVT-1:

Puterea la emisie	5 W, 4,3 N
Puterea la emisie a curentului de control	0,6 W, 3,2 N
Raza de acţiune a legăturii	7,5 N
Domeniul de reglare automată al nivelului pentru variaţii de 0,3 N a semnalului	4 N
Bandă de frecvenţe	40—300 kHz
Distanţarea frecvenţii curenţilor purtători pentru sensurile *A—B* şi *B—A* a căii	10 kHz
Lăţimea nominală a benzii canalului	2,5 kHz
Impedanţa sistemului la ieşire	120 ohmi
Impedanţa sistemului la intrare	600 ohmi
Banda vocală transmisă	300—2 100 Hz
Echivalent	0,8 N
Raza de acţiune în condiţii de exploatare linii 110 kW	5,5 N

Raza de acţiune în condiţii de exploatare linii 220 kW	2,5 N
Rezerva de amplificare pentru cazuri excepţionale	2 N
Tensiune de alimentare.	100—220 V ± 15%
Puterea absorbită	165/290 VA

IV. Organizarea reţelelor telefonice operative

1. *Sisteme de organizare a reţelelor.* Pentru exploatarea sistemelor electroenergeice se creează reţele de telecomunicaţii operative, care cuprind căi telefonice lucrînd pe linii de înaltă tensiune şi care leagă între ele centrele sistemului (fig. 13).

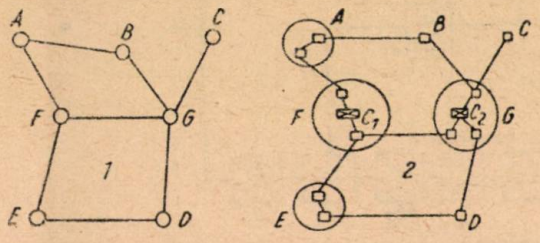


Fig. 13. Reţele de înaltă tensiune de telecomunicaţie a unui sistem electroenergetic.

1 — reţea de înaltă tensiune; 2 — reţea de telecomunicaţie; $A-E$ — staţie de conectare şi transformare; F — centru de repartiţie a sarcinii; G — uzina; C_1, C_2 — centrele telefonice; patratele reprezintă aparate de telefonie prin curenţi purtători.

Echipamentele de telefonie prin curenţi purtători pentru linii de transport permit conectarea la un echipament terminal a trei linii care pot fi circuite de abonat, de interconectare cu centrale telefonice sau circuite pentru realizarea legăturilor de tranzit între două căi telefonice (Legăturile în tranzit se fac, de regulă, pe patru fire). De aceea în centrele cu număr redus de abonaţi nu sînt necesare centrale telefonice care se montează numai în centrele mai importante.

Legăturile principale a energo sistemului se fac după sistemul comunicaţiilor cu frecvenţe fixe (fig. 14). După acest sistem, două centre vecine se leagă prin căi independente de celelalalte, iar pentru aceasta sînt necesare cîte un echipament terminal în fiecare centru şi pentru fiecare cale obţinută astfel se folosesc două benzi de frecvenţă: cîte una pentru fiecare sens de transmitere. Atenuarea diafonică între liniile de înaltă tensiune conectate la un centru comun este redusă (circa 2 N); de aceea, pentru fiecare cale sînt necesare benzi de frecvenţe diferite şi numai pentru căi lucrînd pe linii între care distanţa este de peste 300 km se pot repeta benzile de frecvenţă. Acest sistem permite să se obţină o mai mare stabilitate a legăturilor, mai ales pentru cele în tranzit şi se pot face simultan şi independent comunicaţii între diferite centre; în schimb sînt necesare un număr mai mare de benzi de frecvenţe.

Pe linii de importanţă redusă a reţelei se foloseşte sistemul cu frecvenţe schimbătoare (fig. 15), care este analog comunicaţiilor telefonice pe circuite omnibus în reţele rurale. După acest sistem, pe un circuit comun de telecomunicaţii realizat între centrele A şi D sînt conectate în paralel echipamentele centrelor A, B, C şi D.

In stare de repaus toate aparatele sînt acordate pe aceleaşi frecvenţe: F_1 la transmitere şi F_2 la recepţie. Dacă de la staţia B de exemplu, un abonat doreşte să obţină legătura cu staţia C, prin însăşi operaţia de ridicare a microreceptorului la staţia B, care devine chemătoare, se schimbă automat acordul pe toată durata legăturii, astfel încît transmiţătorul lucrează cu frecvenţa F_2 iar receptorul cu frecvenţa F_1. Se obţine o economie însemnată a benzilor de frecvenţă, în schimb stabilitatea comunicaţiilor este mai redusă, iar pe timpul legăturii între două centre, A şi B de exemplu, se ocupă întreg circuitul.

In unele sisteme energetice de extindere mică, cu cel mult 5—6 staţii aflate la distanţe sub 200 km, se foloseşte sistemul central de comunicaţii, după care staţia centrală A se leagă cu celelalte staţii B, C, D, care sînt acordate la recepţie pe frecvenţe de transmitere a staţiei A. Comunicaţiile se pot face numai între staţia centrală şi celelalte staţii. Simultan se poate realiza o singură legătură.

2. *Serviciul telefonic.* Serviciul telefonic pe reţelele operative este complet automat. Sistemul de numerotaţie pentru apel al staţiei, de regulă este cel în trepte, după care chemarea unei staţii se face prin formarea numărului de apel a staţiilor

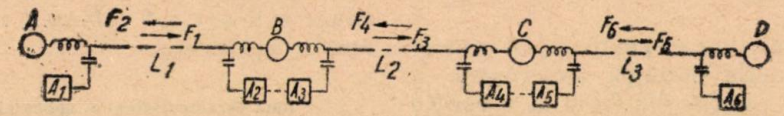


Fig. 14. Organizarea legăturilor telefonice după sistemul transmisiilor cu frecvenţe fixe.

A, B, C, D — staţii electrice; L_1, L_2, L_3 — linii de transport; A_1—A_6 — aparate de telefonie prin curenţi purtători; F_1, F_3, F_5 — frecvenţele curenţilor purtători la transmitere; F_2, F_4, F_6 — idem, la recepţie.

intermediare şi numărul de apel a unei staţii diferă după staţia de la care se face apelul. Dezvoltarea mare a sistemelor poate să facă necesar sistemul unic de numerotaţie, după care o staţie se cheamă de la oricare altă staţie, cu acelaşi număr de apel.

In toate cazurile, unul din abonaţi, fie că este conectat direct la un echipament telefonic terminal sau la centrale telefonice automate, are prioritate în obţinerea legăturilor şi poate intra peste legături ocupate.

Abonaţii unui centru au numere de apel cu o singură cifră. Staţiile au de asemenea numere de apel cu o singură cifră. Pentru chemarea unui abonat aflat într-o staţie vecină se formează două cifre. Dacă legătura cuprinde staţii intermediare de tranzit (de retransmitere) numărul de apel cuprinde încă cîte o cifră în plsu, pentru fiecare centru de tranzit.

Inafară de legăturile individuale se pot face de asemenea şi legături de teleconferinţă între mai multe centre, legături care se realizează cu numere de apel anume.

3. *Centrale telefonice.* Centralele telefonice automate folosite în reţelele operative sînt de capacitate redusă 10—15 linii. Centralele sovietice de tip ATC-M, Э elaborate anume în acest scop, sînt de 10 linii, dintre care 5 pentru linii de abonaţi şi 5 pentru linii de legătură cu echipamente de frecvenţă înaltă, sau intercomunicaţii cu alte centrale telefonice. Această centrală se alimentează cu 60 volţi curent coninuu. Linia de abonat poate avea rezistenţa maximă de 2 500 ohmi (inclusiv rezistenţa aparatului de abonat). Echipamentul de centrală introduce o atenuare de 0,15 N la $F = 1\,000$ Hz.

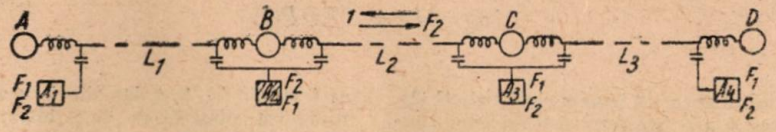


Fig. 15. Organizarea legăturilor telefonice după sistemul transmisiilor cu frecvenţa schimbătoare

A, B, C, D — staţii electrice; L_1, L_2, L_3 — linii de transport; F_1 — frecvenţa curentului purtător la transmitere F_2 — idem la recepţie. Aparatul staţiei *B* chiamă şi are frecvenţele inversate.

Cntrala telefonică este montată în dulap metalic închis şi nu necesită supraveghere continuă.

Bibliografie

[1] *Bthovski Ia. L.*: Telefonaia sviaz po provodam linii visocovo napriajenia. Gosenergoizdat, Moscova, 1953.

[2] *Condrea S.*: Telecomunicaţii cu curenţi purtători pe linii de înaltă tensiune. Electricitatea, 7/1951.

[3] *Dobrovscaia I. C., Bthovski Ia. L.*: Dalnaia telefonaia visocociastotnaia sviaz po liniam electroperedaci, Electricestvo, 7/1952.

[4] *Belous V. T.*: Visocociastotnaia sviaz po liniam electroperedaci Gosenergoizdat, Moscova, 1952.

[5] *Belous V. T.*: Sviaz energosistem, Gosenergoizdat, Moscova, 1948.

[6] * * *: Material informativ al întreprinderii Tesla.

★

ТЕЛЕФОННАЯ СВЯЗЬ НА ЛИНИЯХ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

Резюме

Даются данные и указания по проектированию и эксплоатации систем телефонной связи по проводам ЛЭП.

TEOREMA SIMETRIEI

Ing. M. V. POPOV

Teorema simetriei, numită uneori şi teorema lui Bartlett (1), deşi foarte utilă în teoria şi practica rezolvării reţelelor electrice, este încă foarte puţin cunoscută şi aplicată de marea masă a inginerilor şi tehnicienilor care lucrează în probleme legate de teoria circuitelor. Prin folosirea acestei teoreme, se simplifică în mod considerabil calculele necesare pentru rezolvarea cuadripolilor cu structură simetrică şi totodată se pot stabili cu uşurinţă proprietăţile generale de care se bucură aceşti cuadripoli.

Cuadripolii cu structură simetrică fac parte din clasa, mai generală, a cuadripolilor simetrici. Un cuadripol se numeşte simetric dacă inversînd bornele lui de intrare şi de ieşire comportarea exterioară a cuadripolului nu se schimbă. Pentru aceasta este necesar şi suficient ca impedanţele imagine ale cuadripolului să fie egale. Un cuadripol simetric este caracterizat, prin urmare, de numai doi parametri independenţi.

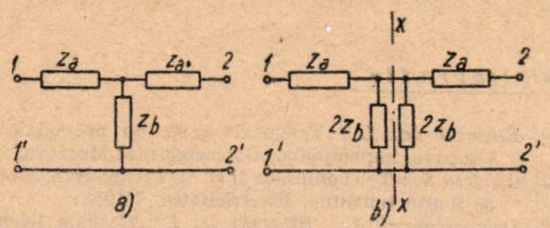


Fig. 1. Un cuadripol simtric în T (a) şi reprezentarea lui sub forma de cuadripol cu structură simetrică (*b*).

Majoritatea cuadripolilor simetrici sînt simetrici şi în ceea ce priveşte structura lor, deşi simetria unui cuadripol nu atrage în mod necesar simetria structurii lui. Un cuadripol are structura simetrică dacă el se poate figura sub forma a două jumătăţi, simetrice una în raport cu cealaltă, faţă de un ax de simetrie care desparte bornele lui de intrare de cele de ieşire. De exemplu, cuadripolul din fig. 1, *a* este un cuadripol cu structură simetrică deoarece poate fi figurat ca în fig. 1, *b*.

Un cuadripol cu structură simetrică se poate deci descompune în doi cuadripoli astfel aîncît unul este imaginea celuilalt într-o oglindă ipotetică a cărei suprafaţă este determinată de axa de simetrie. Ţinînd seama de acest lucru, se va denumi în cele ce urmează *cuadripol „obiect"* cuadripolul de la stînga axului de simetrie şi *cuadripol „imagine"*, cuadripolul de la dreapta acestui ax.

Un cuadripol cu structură simetrică este complet determinat dacă se dă cuadripolul „obiect" (sau, ceea ce este acelaşi lucru cuadripolul „imagine"). Mai mult, soluţia unui cuadripol cu structură simetrică poate fi determinată pe baza rezolvării cuadripolului „obiect" terminat succesiv în gol şi în scurtcircuit. Această proprietate a cuadripolilor cu structură simetrică face tocmai obiectul teoremei simetriei.

1. Demonstrarea teoremei simetriei. Cel mai direct mod de a demonstra teorema simetriei se bazează pe principiul suprapunerii efectelor. Prin această metodă demonstraţia este atît de simplă încît este suficient să fie înţeleasă pentru a fi reţinută şi este atît de rapidă încît poate fi refăcută chiar în timpul în care se aplică teorema.

Fie deci cuadripolul cu structură simetrică din fig. 2, *a*, aranjat sub forma cuadripolului obiect C_o şi a cuadripolului imagine C_i, simetrici faţă de axul XX. Pe baza principiului suprapunerii efectelor, se poate considera regimul care are loc în cuadripolul studiat ca suprapunerea regimurilor care au loc în cuadripolii din fig. 2, *b* şi 2 *c* (care au aceeaşi structură ca şi cel din fig. 2, *a* dar diferă de acesta prin f.e.m. aplicate). În adevăr, suma f.e.m. de la intrarea (respectiv de la ieşirea) cuadripolilor din fig. 2, *b* şi 2 *c*, este egală cu f.e.m.care acţionează la intrarea (respectiv la ieşirea) cuadripolului 2 *a*.

Rezolvarea cuadripolilor din fig. 2, *b* şi 2 *c* este însă mult simplificată de faptul că f.e.m. aplicate sînt simetrice. respectic antisimetrice (adică egale şi de semn contrar) faţă de axa de simetrie XX a cuadripolului. Din acest motiv, în cuadripolul din fig. 2, *b* curenţii şi tensiunile trebuie să fie simetrice faţă de axul XX iar în fig. 2, *c*, curenţii şi tensiunile trebuie să fie antisimetrice faţă de acelaşi ax (egale ca mărime dar opuse ca sens). În consecinţă, curentul care străbate conductorii de legătură dintre cuadripolul „obiect" şi cuadripolul „imagine" este egal cu zero (deoarece trebuie să fie simetric cu el însuşi faţă de axa XX). Deci întrerupătorul I_1 din fig. 2*b*, se poate deschide fără ca prin aceasta să se modifice curenţii şi tensiunile din reţea. De asemenea, tensiunea de la bornele întrerupătorului I_2 este egală cu zero (deoarece trebuie să fie egală şi de semn contrar cu ea însăşi) şi deci întrerupătorul I_2 se poate închide fără a modifica soluţia reţelei.

Astfel, prin fig. 2, *b* şi 2, *c* (cu întrerupătorul I_1 deschis şi I_2 închis) problema cuadripolului cu structură simetrică s-a redus la rezolvarea cuadripolului „obiect" în gol şi în scurtcircuit (rezolvarea cuadripolului „imagine" este, evident identică cu rezolvarea cuadripolului „obiect"). Rezolvarea acestor cuadripoli este însă mult mai uşoară decît rezolvarea cuadripolului iniţial.

2. Teorema simetriei în cazul unor cuadripoli mai complecşi. Repetînd raţionamentul de la punctul 2 se poate stabili că teorema simetriei este valabilă şi la alte tipuri de cuadripoli decît cel din fig. 2, *a*. Astfel, cuadripolul din fig. 3, *a* se poate

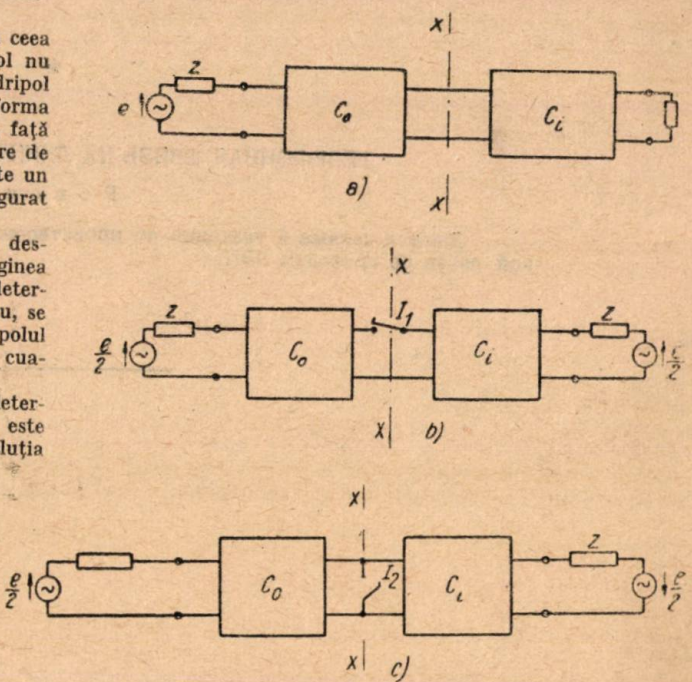


Fig. 2. Cuadripol cu structură simetrică (*a*). El se poate rezolva pe baza suprapunerii efectelor din reţelele (*b*) şi (*c*). Întrerupătorii I_1 şi I_2 se pot închide sau deschide fără a modifica curenţii şi tensiunile din figurile (*b*) şi (*c*).

rezolva pe baza cuadripolilor din fig. 3, *b* şi 3, *c*, după cum se demonstrează cu uşurinţă aplicînd iarăşi principiul suprapunerii efectelor ca în fig. 2, *b* şi 2, *c*.

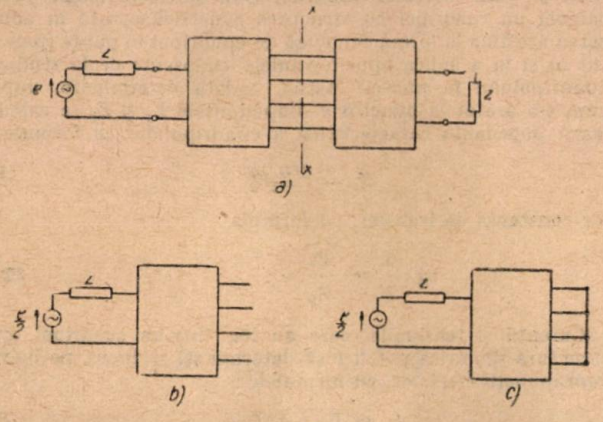


Fig. 3. Alt tip de cuadripol cu structură simetrică (*a*) şi cuadripolii pe baza cărora poate fi rezolvat (*b*, *c*).

Dacă un cuadripol cu structură simetrică conţine şi transformatori ideali cu raportul de transformare 1 : 1 sau 1 : —1 (fig. 4, *a*) cuadripolul „obiect" care serveşte la rezolvarea cuadripolului iniţial trebuie terminat ca în fig. 4, *b* şi 4, *c*.

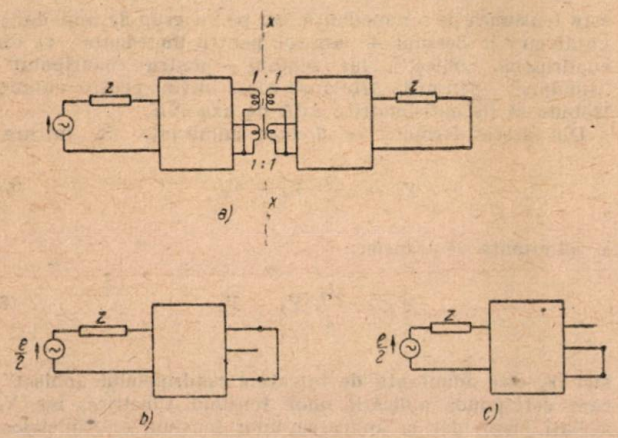


Fig. 4. Cuadripoli cu structură simetrică conţinînd transformatori ideali (*a*) şi cuadripolii pe baza cărora poate fi rezolvat (*b*, *c*).

Efectul transformatorilor cu raportul de transformare 1 : 1 constă în aceea că scurtcircuitul se înlocuieşte prin gol şi golul prin scurtcitcuit.

Teorema simetriei se poate aplica şi în cazul unui cuadripol de tipul celui din fig. 5, *a*, care este simetric atît faţă de axai *XX* cît şi faţă de axa Y—Y iar bornele *B*, *B'* şi *C*, *C'* sînt simetrice faţă de axul YY şi legate încrucişat (pot fi şi mai multe perechi de borne de acest tip). Prezenţa axei de simetrie *YY* atrage consecinţa că tensiunile şi curenţii sînt antisimetrici faţă de această axă. Pentru a determina cuadripolii pe baza cărora se poate rezolva cuadripolul din fig. 5, *a*, se reface descompunerea de tipul celei din fig. 2, *b* şi 2, *c*. Dacă se aplică la intrare şi la ieşirea tensiunile *e*/2, simetrice faţă de axa *XX*, atunci curenţii şi tensiunile vor fi simetrice faţă de axa *XX*. Ramurile *AA'* şi *DD'* pot fi deci întrerupte. Totodată potenţialele punctelor *B* şi *C* sînt egale, respectiv cu potenţialele punctelor *B'* şi *C'*. De aici rezultă că punctele *B* şi *C* (precum şi *B'* şi *C'*) pot fi scurtcircuitate. In urma acestor modificări se obţine fig. 5, *b*. Dacă se aplică acum la intrare şi la ieşire tensiuni *e*/2 antisimetrice (ca în cazul fig. 2, *c*) curenţii şi tensiunile vor fi antisimetrice faţă de axa *XX*. Punctele *A* şi *D* pot fi deci legate împreună. Curenţii care străbat ramurile *BC'* şi *B'C* sînt antisimetrici atît faţă de axa *XX* cît şi faţă de axa YY. In consecinţă ei trebuie să fie egali cu zero şi deci ramurile *BC'* şi *B'C* pot fi întrerupte. Se obţine în cele din urmă fig. 5, *c*.

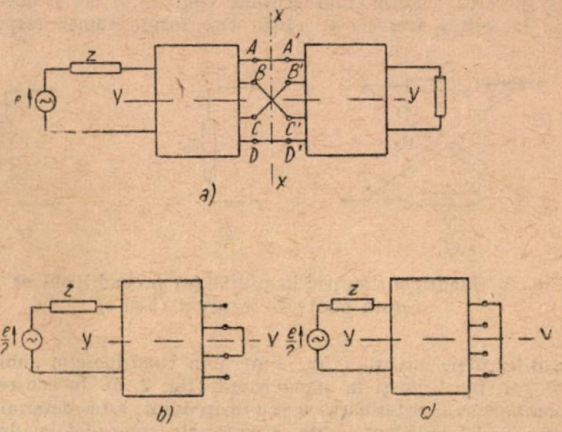


Fig. 5. Cuadripol cu structura simetrică atît faţă de axa *XX* cît şi faţă de axa YY (*a*) precum şi cuadripolii pe baza cărora poate fi rezolvat (*b*, *c*).

Este posibil ca teorema simetriei să fie utilă şi în cazul unor cuadripoli care nu pot fi aduşi la una din formele de mai sus. De aceea este indicat ca, fiind dat un cuadripol care are perechi de impedanţe egale, să se pună în evidenţă axele de simetrie şi să se efectueze o descompunere de tipul celei din fig. 2, *b* şi 2, *c*. Apoi, urmînd drumul de mai sus, se întrerup ramurile care nu conduc curenţi şi se unesc potenţial obţinînd, în general, cuadripoli, care se calculează mai uşor.

3. **Cîteva exemple.** Consideraţiile generale de mai sus vor fi concretizate prin exemplele care urmează :

Cuadripolul în *T* din fig. 1, *a* este de tipul cuadripolului din fig. 2, *a*. El poate fi deci rezolvat pe baza cuadripolilor din fig. 6, *a* şi 6, *b* (construite pe baza fig. 2, *b* şi 2, *c*). Cuadripolul în *T* şuntat din fig. 7, *a* este de tipul din fig. 3, *a* şi deci, pe baza fig. 3, *b* şi 3, *c*, se poate studia cu ajutorul fig. 7, *b* şi 7, *c*. In sfîrşit, cuadripolul în punte din fig. 8, *a* este de tipul din fig. 5, *a* şi deci se poate rezolva pe baza fig. 8, *b* şi 8, *c*. Este remarcabil faptul că în acest din urmă caz impedanţele de intrare ale cuadripolilor din fig. 8, *b* şi 8, *c* sînt independente una de alta şi se reduc la impedanţa derivaţie, respectiv serie, a cuadripolului în punte. Pe baza acestei observaţii se poate demonstra o proprietate importată a cuadripolilor cu structura simetrică, expusă la punctul care urmează.

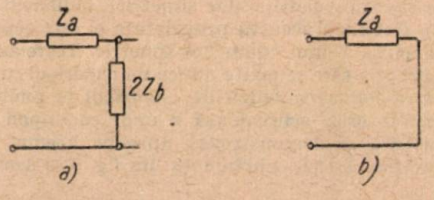


Fig. 6. Cuadripolii pe baza cărora se poate rezolva cuadripolul simetric în *T* din fig. 1, *a*.

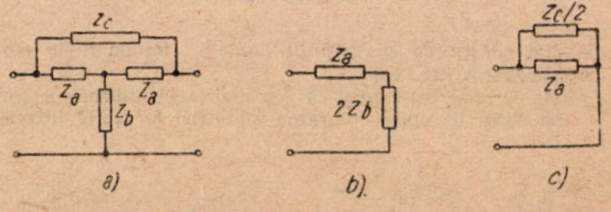


Fig. 7. Cuadripol în *T* şuntat (*a*) şi cuadripolii pe baza cărora poate fi rezolvat (*b* şi *c*).

4. **Aplicație la stabilirea unor cuadripoli echivalenți. Reducerea unui cuadripol cu structură simetrică la forma canonică.** Considerînd fig. 2, *b* și 2, *c* se vede că atît curentul de la intrarea cuadripolului studiat (fig. 2, *a*) cît și curentul de la ieșirea acestuia se obțin sub forma sumei, respectiv

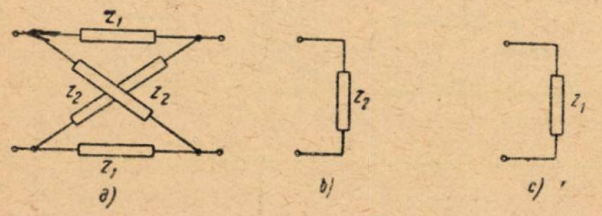


Fig. 8. Cuadripol simetric în punte (*a*) și cuadripolii pe baza cărora poate fi rezolvat (*b* și *c*).

a diferenței, curenților lde la intrarea cuadripolului „obiect" în gol (fig. 2, *b*) și în scurtcircuit (fig. 2, *c*). In consecință comportarea exterioară a cuadripolului este determinată numai de impedanțele de intrare ale celor doi cuadripoli obținuți pe baza suprapunerii efectelor. De aici rezultă că dacă doi cuadripoli cu structură simetrică au impedanțele de intrare ale cuadripolilor în care pot fi descompuși egale, atunci acești cuadripoli sînt echivalenți. In acest fel se pot stabili și calcula cu ușurință schemele echivalente de cuadripoli cu structură simetrică.

Pe baza observației de la sfîrșitul punctului 3 privitoare la cuadripolii în punte, rezultă că fiind dat un cuadripol oarecare cu structura simetrică, se poate construi totdeauna un cuadripol echivalent simetric în punte, avînd impedanțele realizabile fizic. In adevăr, pentru aceasta este suficient să se ia impedanța S_2 (fig. 8, *a*) egală cu impedanța de intrare a cuadripolului obținut prin aplicarea tensiunilor $e/2$ simetrice (fig. 8, *b* și 2, *b*) iar impedanța Z_1 (fig. 8, *a*). egală cu impedanța de intrare a cuadripolului obținut prin aplicarea tensiunilor $e/2$ antisimetrice (fig. 8, *c* și 2, *c*).

Astfel, cuadripolul în punte este forma cea mai generală de cuadripol cu structură simetrică (se demonstrează că el cuprinde și cazul cuadripolilor simetrici, indiferent de structura lor). Dat fiind această proprietate el este considerat ca forma canonică a unui cuadripol simetric. Teorema simetriei dă mijlocul prin care se poate aduce un cuadripol cu structură simetrică la forma canonică de cuadripol în punte.

In general, orice echivalență a unor cuadripoli cu structură simetrică se demonstrează aproape imediat prin teorema simetriei. Astfel, echivalența din fig. 9 se demonstrează

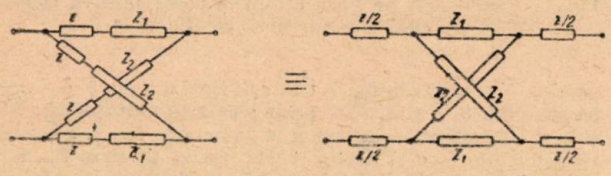


Fig. 9. Cuadripoli echivalenți.

imediat construind cuadripolii „obiect" terminați în mod corespunzător (fig. 10).

Este de remarcat faptul că cea mai largă utilizare pe care o are astăzi de obicei teorema simetriei în teoria filtrelor

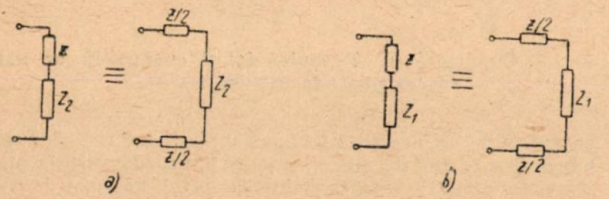


Fig. 10. Demonstrarea echivalenței din fig. 9 pe baza teoremei simetriei.

constă tocmai în determinarea cuadripolilor echivalenți și în aducerea cuadripolilor la forma canonică (2) (3).

5. **Rezolvarea efectivă a cuadripolilor cu structură simetrică pe baza teoremei simetriei.** Una dintre metodele de a calcula un cuadripol cu structura simetrică constă în aducerea acestuia la forma canonică de cuadripol în punte (punctul 5) și în a aplica apoi formulele cunoscute de la studiul cuadripolului în punte. Astfel, odată determinate, după cum s-a arătat la punctul 4, impedanțele Z_1 și Z_2 se calculează impedanța caracteristică a cuadripolului cu formula:

$$Z_c = \sqrt{Z_1 Z_2} \tag{1}$$

iar constanta de transfer, cu formula:

$$\operatorname{tg} h \frac{\theta}{2} = \frac{Z_1}{Z_2} \tag{2}$$

Curenții și tensiunile care au loc într-un cuadripol cu structură simetrică pot fi însă determinați și direct, pe baza suprapunerii efectelor, cu formulele:

$$I_{z_i} = I_{z_i,a} \pm I_{z_i,s} \tag{3}$$

$$V_{z_i} = V_{z_i,a} \pm V_{z_i,s} \tag{4}$$

unde I_{z_i} este curentul care străbate impedanța z_i, $I_{z_i,s}$ este curentul care străbate aceeași impedanță în cuadripolul „obiect" obținut pe baza aplicării unor tensiuni simetrice, iar $I_{z_i,a}$ același lucru dar la aplicarea unor tensiuni antisimetrice. Aceiași semnificație au indicii tensiunilor (V_{z_i} este tensiunea pe o impedanță sau pe un grup de impedanțe notat cu z_i). Semnul + are loc pentru impedanța z_i din cuadripolul „obiect", iar semnul — pentru cuadripolul „imagine". Sensurile arbitrare alese inițial pentru curenți trebuie să fie antisimetrice față de axa XX.

Din aceste formule, se deduce admitanța de intrare:

$$Y_i = \frac{i_1}{e} Y_s + Y_a \tag{5}$$

și admitanța de transfer:

$$Y_t = \frac{i_2}{e} Y_a - Y_s \tag{6}$$

aici Y_s este admitanța de intrare a cuadripolului „obiect", care corespunde aplicării unor tensiuni simetrice, iar Y_a același lucru, dar la aplicarea unor tensiuni antisimetrice.

De remarcat că, deși calculul prin formulele de mai sus este mult mai simplu decît calculul direct al întregii rețele, el este în momentul de față rar folosit. Unul din avantajele acestui mod de a proceda constă în posibilitatea de a construi diagrame vectoriale simple ale cuadripolului studiat.

6. **Diagrame vectoriale pe baza teoriei simetriei.** Construirea diagramelor vectoriale este comodă în cazul cînd forma lor este suficient de simplă (dreaptă, cerc). Aceste cazuri sînt limitate la un număr restrîns de circuite. Indată ce circuitul devine mai complex, construcția diagramei devine atît de complicată încît metoda diagramelor vectoriale își pierde avantajul. Traducerea vectorială a formulelor (3), (4), (5), (6) permite să se reprezinte mărimile care ne interesează ca sumă sau diferență de 2 vectori. Prin aceasta se extinde sfera de aplicație a diagramelor vectoriale și asupra unor circuite pentru care construirea directă a acestor diagrame reprezintă o muncă considerabilă. Fie, de exemplu, circuitele cuplate, cu impedanțele din primar și din secundar egale, din fig. 11, *a*. Ele pot fi puse, după cum se știe, și sub forma din fig. 11, *b*) (acest lucru se verifică ușor scriind ecuațiile rețelelor din figurile 11, *a* și 11, *b*). Aplicînd teorema simetriei se găsește că circuitul studiat poate fi rezolvat cu ajutorul cuadripolilor din fig. 11, *c* și 11, *d*.

Tensiunile de la intrarea și ieșirea circuitelor cuplate sînt date de suma și de diferența tensiunilor de la intrarea acestor doi cuadripoli. Dar aceste tensiuni permit reprezentarea vectorială, bine cunoscută, sub forma unui cerc. Se remarcă că același cerc servește ca suport atît pentru fig. 11 *c*

cît şi pentru fig. 11, *d*, dar diferă gradaţiile (fig. 12). Tensiunile din primar şi din secundar se determină ca mărime şi fază în felul arătat în fig. 12. Fie *OA* şi *OB* tensiunile de la intrarea

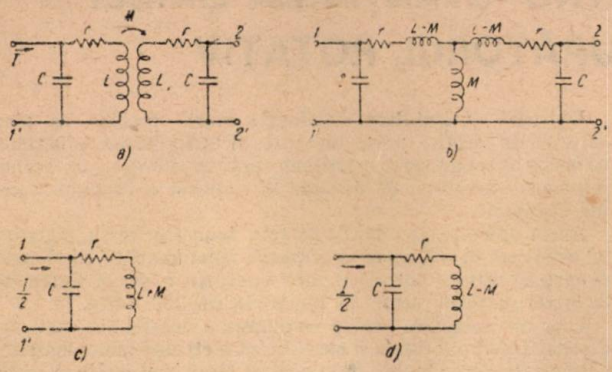


Fig. 11, *a*. Circuite cuplate cu structură simetrică.
Fig. 11, *b*. Circuit echivalent care nu conţine: cuplaje mutuale
Fig. 11, *c, d*. Cuadripolii obţinuţi prin aplicarea teoremei simetriei.

figurilor 11, *c* şi 11, *d*. Dreptele *OA* şi *OB* interceptează pe perpendiculara în *P* pe axa *Ox* segmentul *A'B'*. Se poate verifica cu uşurinţă relaţia:

$$\frac{A'B'}{OP} = \frac{M\omega}{r}.$$

La variaţia frecvenţei în apropierea rezonanţei, segmentul *A'B'* rămîne practic constant, dar se deplasează în sus şi în jos. Tensiunile din primar şi secundar sînt date respectiv de *OM* şi *MB*, *M* fiind mijlocul segmentului *AB*. Cu ajutorul diagramei din fig .12, se pot urmări în mod intuitiv fenomenele care au loc în circuitele cuplate.

Remarcăm că acest tip de diagrame vectoriale pentru circuite cuplate se poate extinde şi la cazul în care impedanţele

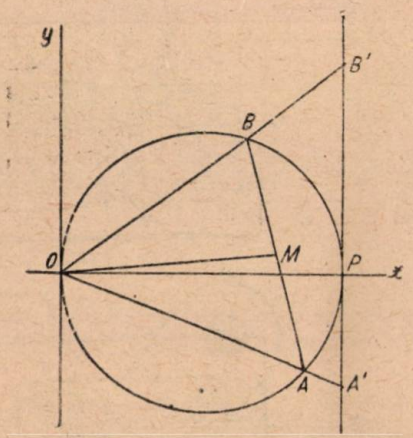


Fig. 12. Diagrama vectorială a circuitelor cuplate în cazul în care se aplică la intrare un curent constant:
OA—tensiunea de la intrare din fig. 11, *c*,
OB—tensiunea de la intrarea reţelei din fig. 11, *d*,
OM—tensiunea dintre punctele *1—1* în fig. 11, *a*,
MB—tensiunea dintre punctele *2—2* în fig. 11, *a*.

din primar şi din secundar nu sînt egale, dar sînt proporţionale (inductanţe diferite, dar acelaşi frecvenţă de rezonanţă şi aceleaşi Q-uri). Reprezentarea din fig. 12 mai dă şi o imagine simplă şi intuitivă a discriminatorului de fază, în care se foloseşte modulul sumei (vectorul *OB*) şi modulul diferenţei (vectorul *OA*) ale tensiunilor din primarul şi secundarul a două circuite cuplate. Imaginea vectorială care se dă în mod obişnuit pentru a explica funcţionarea discriminatorului, este bazată pe presupunerea că tensiunea pe circuitul primar este constantă

Acelaşi tip de diagrame vectoriale poate fi folosit cu succes la studiul filtrelor terminate pe impedanţe egale (în care caz se obţine tot o diagramă cu suport circular) al circuitelor în dublu T etc.

7. **Regimul tranzitoriu.** Remarcăm, în încheiere, o altă posibilitate pe care o prezintă teorema simetriei privitor la studiul fenomenelor tranzitorii. Ea rezultă din faptul că în demonstrarea care s-a dat la pct. 1 nu s-a făcut nici o ipoteză asupra formei tensiunii aplicate. In consecinţă, aceasta poate fi aleasă arbitrar. Astfel se poate studia efectul trecerii unui impuls printr-o reţea cu structură simetrică sau efectul aplicării bruşte a unei tensiuni etc.

Ca exemplu, să considerăm cazul circuitelor cuplate tratat mai sus. Regimul liber care are loc în aceste circuite se deduce din regimul liber care are loc în cei doi cuadripoli din fig. 11 *c*, şi 11, *b*. Dar acesta este regimul tranzitor al unui circuit acordat derivaţie şi constă, după cum se ştie din oscilaţii libere, a căror perioadă este foarte apropiată de:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 - M)\,C}} \quad \text{pentru fig. 11, } c$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + M)\,C}} \quad \text{pentru fig. 11, } d.$$

Frecvenţele oscilaţiilor libere din cei doi cuadripoli fiind diferite, suma şi diferenţa acestor oscilaţii dau naştere la bătăi cu pulsaţia $\omega_2 - \omega_1$. Se mai constată imediat că atunci cînd oscilaţiile sînt nule într-un circuit, ele sînt maxime în celălalt. Tot atît de uşor se pot analiza fenomenele care se petrec la trecerea unei tensiuni de o formă oarecare printr-o reţea cu structură simetrică.

* * *

In expunerea de mai sus asupra teoremei simetriei s-a accentuat, în special, latura aplicativă menţionînd şi cîteva aplicaţii noi la care se pretează teorema. In concluzie, se poate afirma că teorema simetriei simplifică totdeauna problemele referitoare la cuadripolii cu structură simetrică, oricare ar fi natura acestor probleme. Dată fiind rapiditatea aplicării ei şi fertilitatea rezultatelor, teorema simetriei merită să ocupe în teria circuitelor un loc de importanţă comparabilă cu teorema lui Thevenin. Insuşirea acestei teoreme de către cei care lucrează în legătură cu teoria circuitelor, le va pune la dispoziţie un instrument preţios de cercetare.

Bibliografie

(1) *Bartlett A. C.*: An Extension of a Property of Artificial Lines. Phil. Mag. (7) (1927) pag. 902—907.
(2) *Cauer W.* Theorie der linearen Wechselstrom-Schaltungen. vol. I.
(3) *Hlavsa V.*: Praktike zaklady theorie elektrickych linearnich obvodu, Praha 1952.

MATRIȚA COMBINATĂ PENTRU ȘTANȚAREA ȘAIBEI BUTON DELA ÎNTRERUPĂTORUL ROTATIV

În industria electrotehnică, în special, proiectarea și realizarea matrițelor combinate pentru ștanțarea pieselor trebuie să devină o preocupare a proiectanților de scule. Aceste matrițe pe lîngă faptul că asigură automatizarea procesului tehnologic, duc la deblocarea unor prese mecanice din ateliere care sînt aglomerate.

Matrițele combinate asigură o înaltă productivitate și constituie astfel un ajutor prețios în realizarea sarcinii de dezvoltare a producției bunurilor electrotehnice de larg consum.

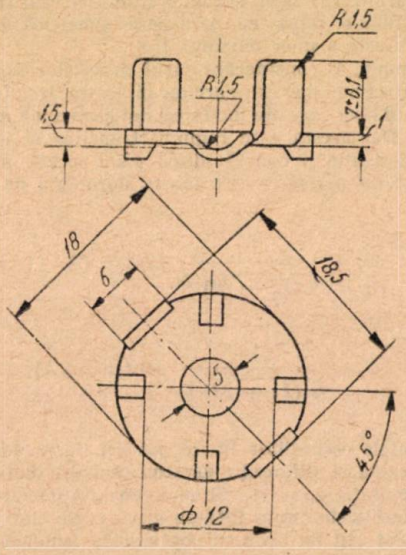


Fig. 1

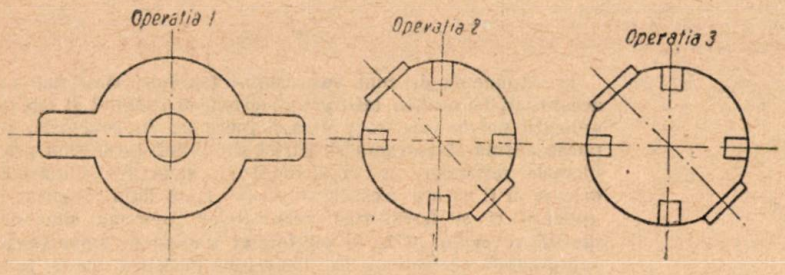


Fig. 2

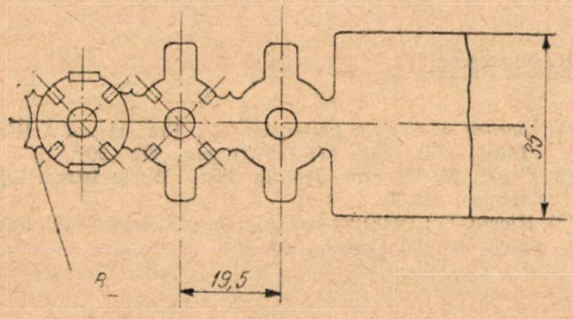


Fig. 3

La întreprinderea „Electroaparataj", cea mai mare parte din piesele aparatelor fabricate sînt obținute prin ștanțare la rece.

Datorită acestui fapt sînt foarte mari sarcinile de plan care revin secției prese mecanice și îndeplinirea lor la timp, necesită automatizarea matrițelor pentru ștanțat, în scopul reducerii operațiilor de ștanțare și implicit a timpului necesar ștanțării.

Acest obiectiv l-a călăuzit pe tov. Ioan Buricescu, matrițer la atelierul de scule, în executarea unei matrițe combinate pentru ștanțarea într-o singură operație a șaibei buton de la întrerupătorul rotativ pe tencuială 6A-250 V (fig. 1).

Una din metodele pentru realizarea a acestei automatizări o constituie proiectarea și executarea a cît mai multe matrițe, combinate care să execute în același timp mai multe operații diferite ca : imprimări de nervuri, găuriri, îndoiri și decupări.

După vechiul proces tehnologic, piesa se execută în trei faze distincte fiecare cu trei operații (fig. 2).

Astfel, în operația I-a, într-o singură matriță piesa era găurită și decupată din bandă ; în operația a 2-a într-o matriță de îndoit se imprimau cele patru nervuri și se îndoiau în U urechile, iar în operația a 3-a într-o sculă de calibrat se execută calibrarea piesei. Toate aceste operații se executau fie simultan pe trei prese pe rînd fie la o singură presă.

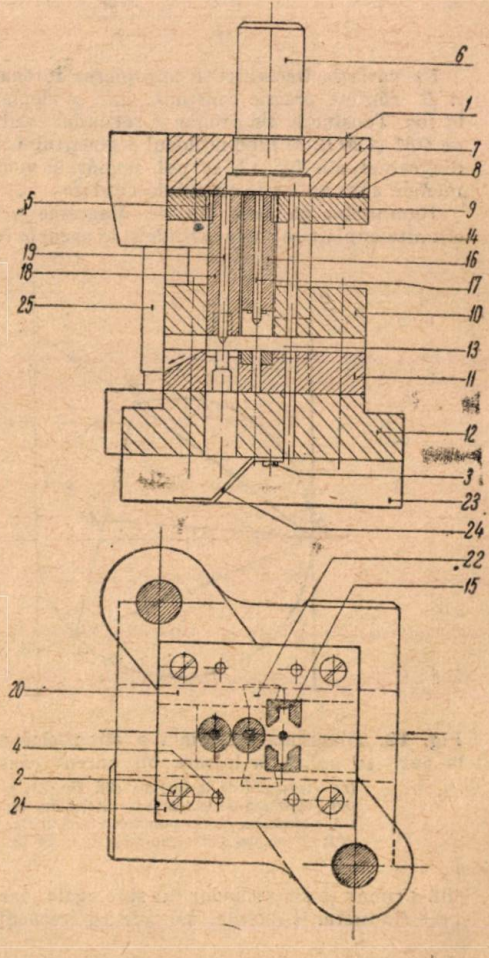


Fig. 4

1, 2, 3 — șurub ; *4, 5* — știft cilindric ; *6* — cep ; *7* — placă port cep ; *8* — placă presiune ; *9* — placă port poanson ; *10* — placă ghidaj ; *11* — placă de tăiere ; *12* — placă de bază ; *13* — pastilă ; *14* — poanson gaură ; *15, 16, 18* — poanson ; *17, 19* — știft de centrare ; *20, 21* — plăci conducătoare ; *22* — pastilă călită ; *23* — prizmă ; *24* — jghiab ; *25* — coloană de ghidaj

Prin aplicarea noului proces tehnologic, piesa se execută într-o singură operaţie la o matriţă cu trei paşi.

In fig. 3 se vede desenul benzii cu cele trei operaţii executate simultan în matriţa combinată din fig. 4.

In primul pas, cu poansonul (*15*) care este în acelaşi timp şi cuţit de avans, se decupează urechile şi în parte exterior al şaibei precum şi gaura de diametrul 5. In al doilea pas, poansonul (*16*) imprimă cele patru nervuri cu ajutorul pastilei (*13*). Pastila a fost introdusă în placa de tăiere (*11*) pentru a uşura execuţia decupajelor cu ajutorul cărora se imprimă nervurile. Pastila este asigurată cu un ştift (*5*) contra rotirilor.

La al treilea pas, se îndoaie urechile în U, iar poansonul (18) decupează complet conturul piesei de restul buzei.

Ştifturile de centrare (*17, 19*) asigură poziţia perfect centrică a găurii de diametru 5 faţă de restul piesei în timpul primelor două operaţii.

Deşeul *B*, care rămîne de la operaţia a 3-a (fig. 3), este evacuat din matriţă cu ajutorul planului înclinat executat în placa de tăiere (*11*) din fig. 4.

In timpul ştanţării piesele decupate cădeau împreună cu deşeurile în aceeaşi cutie, fapt care necesita mult timp pentru alegerea pieselor de deşeuri.

Acest neajuns a fost eliminat prin introducerea unui jghiab (*24*), obţinîndu-se căderea separată, în cutii diferite, a pieselor şi a deşeurilor.

Pentru realizarea acestei perfecţionări tahnice, tov. Ioan Buricescu a fost sprijinit de către colectivul de proiectanţi ai secţiei proiectări utilaje.

Prin aplicarea inovaţiei s-a realizat:

— o creştere a productivităţii muncii de 600%;

— o economie importantă;

— eliberarea a două prese, ce pot fi folosite la ştanţarea altor piese;

— protecţia muncii asigurată complet prin înlocuirea celor două matriţe de îndoit deschise;

— continuitate în fabricaţie, prin eliminarea întreruperii executării operaţiilor de la operaţia de decupat la operaţiile de îndoit.

V. D. Buşe

RĂSFOIND PRESA TEHNICĂ

STRĂPUNGEREA UNUI MATERIAL DUR DE IZOLAŢIE

Tensiunea de străpungere a materialelor izolatoare este o complicată funcţie a proprietăţilor fizice a materialului, a condiţiilor mediului înconjurător şi a caracterului însăşi a tensiunii aplicate.

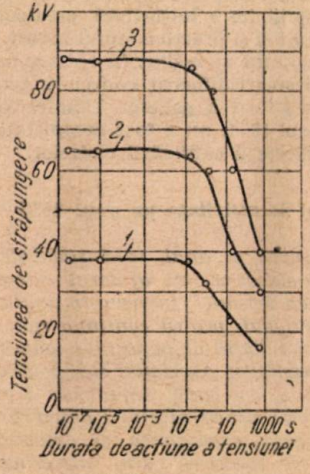


Fig. 1

Ea depinde de forma electrozilor, de caracterul şi durata tensiunii aplicate, de temperatura şi de gradul de omogenitate a materialului supus experienţelor.

Din toate formele, foarte diferite, a acţiunii cîmpului electric asupra unui dielectric, de obicei se analizează următoarele cazuri care pot fi pricina străpungerii:

1) distrugerea moleculelor sau a cristalelor;

2) ionizarea dielectricului prin desprinderea de ioni din atomul neutru;

3) mişcările de ioni în cîmpul electric. Dacă în urma acţiunii cîmpului asupra dielectricului apare o încălzire a dielectricului cu slăbirea rezistenţei lui electrice atunci se vorbeşte despre o formă termică a străpungerii.

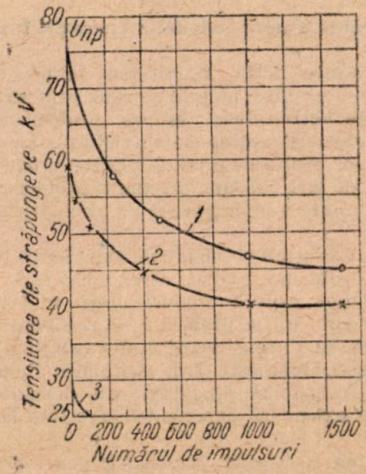


Fig. 2

Rezistenţa electrică a dielectricului în cazul străpungerii electrice nu depinde de temperatura acestuia, de durata de aplicare a tensiunii şi aproape nu depinde nici de grosimea dielectricului. Străpungerea electrică apare cel mai des ca rezultat al acţiunii unor impulsuri (şocuri) de tensiune asupra unui dielectric dur.

Autorul arată că teoria străpungerii termice pentru dielectrici omogeni, elaborată prima oară de savanţii ruşi V. A. Fok şi N. N. Cemionov, permite să se calculeze rezistenţa

la străpungere a diferitelor materiale, pentru care se cunoaşte : dependenţa conductibilităţii de temperatură, conductibilitatea termică a materialului şi cantitatea de căldură pe care materialul o dă mediului înconjurător.

Datele teoriei termice sînt destul de apropiate de datele obţinute din practică în cazul calculării tensiunii de străpungere la încălzirea cablelor. De asemenea această teorie are o importanţă practică în calculele pentru izolatorii de ceramică care sînt folosiţi la frecvenţe şi temperaturi înalte şi de asemenea în cazul cablelor electrice de înaltă tensiune.

In afară de străpungerea electrică şi termică a dielectricilor duri, în literatură şi în practică se întîlneşte termenul „străpungere ionică". Actualmente prin acest termen se înţelege o străpungere care apare ca rezultat a ionizării infiltraţiilor de gaze, ce se găsesc curprinse într-un material dur de izolaţie.

Autorul analizează diferitele cazuri de străpungere cu deosebire a izolaţiei cablelor şi ajunge la graficele din fig. 1, 2, şi 3 din care se pot vedea relaţiile dintre tensiunea de străpungere şi ceilalţi factori care influenţează străpungerea.

In încheiere se analizează pe scurt noile materiale folosite la izolaţii, masele plastice.

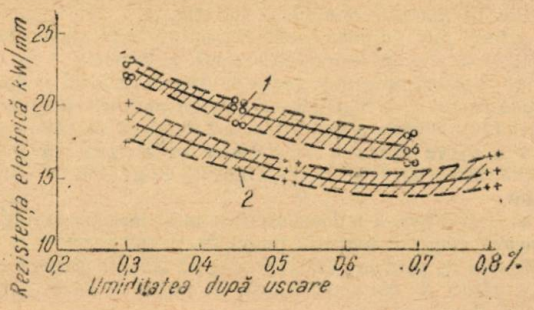


Fig. 3

(Din „*Electricestvo*" nr. 5/1954, C. M. Braghin)

CRONICA

ŞEDINŢA CONSILIULUI CENTRAL A.S.I.T.

La 30 ianuarie a. c., a avut loc şedinţa Consiliului Central al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor, sub preşedinţia tov. acad. E. Carafoli, vice-preşedinte al A.S.I.T., care şi-a exprimat regretul că preşedintele A.S.I.T., tov. acad. N. Profiri fiind suferind, nu poate participa la această şedinţă.

Tov. prim secretar ing. O. Rusu a prezentat darea de seamă a Biroului Consiliului Central asupra activităţii Asociaţiei în anul 1954 şi planul de activitate pe anul 1955.

Darea de seamă asupra activităţii Asociaţiei în anul 1954

In cursul anului 1954, activitatea tehnico-ştiinţifică a Asociaţiei s-a dezvoltat în primul rînd prin extinderea domeniului ei de activitate şi asupra problemelor agricole. Cercurile, filialele şi secţiile de specialitate ale A.S.I.T. au adus soluţii unor probleme privind sporirea producţiei agricole şi a bunurilor de larg consum, precum şi problemelor de organizare şi îndrumare a unor procese de producţie din industria grea.

Prin studii, dezbateri şi schimb de experienţă s-au obţinut pentru unele probleme soluţii a căror aplicare în practică au urmări favorabile asupra productivităţii muncii.

Dacă în trecut, unele probleme se rezolvau cu oarecare superficialitate, în ultima vreme multe comitete de filială şi în deosebi Ploeşti, Bucureşti, Cluj, Iaşi, Valea Jiului, Constanţa şi Regiunea Autonomă Maghiară, au devenit promotorii introducerii şi extinderii experienţei înaintate în agricultură şi industrie.

In activitatea Asociaţiei, problemele generale cedează tot mai mult locul problemelor speciale, concrete ale producţiei ; comitetele unor filiale şi secţii de specialitate urmăresc din ce în ce mai mult sprijinirea concretă a colectivelor întreprinderilor în rezolvarea unor probleme mai dificile ale producţiei. Cu toate că se manifestă încă într-o măsură insuficientă, creşte atenţia care se acordă experienţei înaintate, cîştigată de colectivele fruntaşe în scopul extinderii ei în colaborare cu organizaţiile sindicale şi conducerile întreprinderilor.

Totuşi, în activitatea Asociaţiei se resimt unele deficienţe. Sînt încă numeroase cercurile A.S.I.T. din întreprinderi, care au o activitate formală ; ele nu au reuşit să devină colective închegate de membri ai A.S.I.T., preocupate de continua perfecţionare a producţiei în scopul măririi productivităţii muncii şi a reducerii preţului de cost, odată cu îmbunătăţirea calităţii produselor. Această situaţie de datoreşte slabei legături dintre secţiile centrale şi cele regionale, între acestea şi cercurile A.S.I.T. Ea se datoreşte de asemenea faptului că soluţiile rezultate în urma activităţii Asociaţiei nu au fost urmărite pînă în stadiul aplicării lor în practică, antrenînd la aceasta cercurile A.S.I.T. care au datoria să cultive în rîndul membrilor A.S.I.T. un spirit tehnic progresist de stimulare şi sprijinire a iniţiativei creatoare şi să lupte activ împotriva rutinii şi practicismului îngust.

Deficienţe importante se resimt în ceea ce priveşte aportul Asociaţiei la ridicarea calificării cadrelor. Activitatea revistelor tehnice A.S.I.T. şi a gazetei Tehnica Nouă, care s-au îmbunătăţit în anul 1954, nu a fost completată cu noi forme organizate de ridicare a calificării cadrelor.

Planul de activitate pe anul 1955

Planul de activitate pe anul 1955 stabileşte problemele şi prevede folosirea metodelor, cu ajutorul cărora A.S.I.T. va contribui într-o mare măsură la punerea în practică a hotărîrilor partidului şi guvernului, pentru continua ridicare a nivelului de trai material şi cultural al poporului muncitor.

In centrul preocupărilor Asociaţiei stă, pe de o parte, problema contribuirii la o mai bună organizare a unor procese de producţie, corespunzătoare cu nivelul tehnicii din ţara noastră, iar pe de altă parte, cunoaşterea şi extinderea experienţei tehnice cîştigate de colectivele din întreprinderile fruntaşe. Planul de activitate prevede, de asemenea, unele măsuri cu privire la perfecţionarea cadrelor tehnice. Spre deosebire de trecut, el prevede concentrarea activităţii pe ramuri de specialitate asupra unor probleme mai puţin numeroase, ceea ce îngăduie o mai bună coordonare a activităţii şi atragerea unui număr mai mare de membri ai Asociaţiei din întreprinderile productive şi din institute, la rezolvarea lor.

Asupra dării de seamă s-au purtat o serie de discuţii la care au luat cuvîntul tovarăşii :

Prof. ing. C. Atanasiu, Locţiitor al Preşedintelui C.S.P. ing. Dinu Eliade, ing. Cioroiu-Răducanu, Locţiitor al Minis-

trului Industriei Materialelor de Construcţii, prof. C. C. Georgescu, ing. A. Manasse, conf. ing. C. Neuman, ing. C. Negoiţă. ing. A. Kun, ing. A. Stănescu, Locţiitor al Ministrului Industriei Materialelor de Construcţii, G. Cazan, conf. ing. I. Drimuş, ing. N. Giossan, Locţiitor al Ministrului Agriculturii şi Silviculturii, prof. G. Constantinescu.

In urma acestor discuţii, Consiliul Central A.S.I.T. a aprobat raportul Biroului asupra activităţii Asociaţiei pe anul 1954. De asemenea, s-a aprobat planul de activitate al Asociaţiei pe anul 1955, repartizat pe secţii de specialitate.

HOTARIREA

CONSILIULUI CENTRAL A.S.I.T.

In vederea îmbunătăţirii activităţii Asociaţiei, Consiliul Central A.S.I.T. stabileşte că activitatea tehnico-ştiinţifică şi de extindere a experienţei înaintate a filialelor, subfilialelor şi cercurilor A.S.I.T. trebuie să se întemeieze pe cerinţele planurilor de producţie şi pe planurile tehnice ale întreprinderilor industriale, S.M.T.-urilor şi G.A.S.-urilor şi să fie legată de sfabilirea măsurilor tehnico-ştiinţifice şi tehnico-economice în vederea înlăturării golurilor în producţie, folosirii cît mai complete a utilajelor, stabilirii şi respectării proceselor tehnologice de fabricaţie şi organizării ritmice a producţiei.

Organizaţiile A.S.I.T. trebuie să pună în centrul atenţiei lor lupta pentru reducerea continuă a preţului de cost al producţiei, participînd la organizarea şi succesul întrecerii socialiste prin prelucrarea temeinică a măsurilor pentru extinderea metodelor şi procedeelor înaintate în producţie, care în practică s-au verificat ca fiind eficace. De asemenea, organizaţiile A.S.I.T., trebuie să lupte pentru respectarea strictă şi îmbunătăţirea normelor de consum de materii prime, materiale şi de energie, pentru introducerea mecanizării în scopul scăderii volumului muncilor auxiliare, precum şi îmbunătăţirea calităţii produselor.

In agricultură, accentul trebuie pus pe respectarea agrotehnicii diferenţiate, în vederea ridicării producţiei la culturile de cereale şi la alte culturi importante, prin sprijinirea — cu exemple concrete — a ţărănimii muncitoare, în vederea folosirii agrotehnicii înaintate şi alegerii culturilor după condiţiile locale de climă şi sol.

Activitatea pentru ridicarea calificării cadrelor tehnice trebuie să se îndrepte către completarea cunoştinţelor tehnico-ştiinţifice şi tehnico-economice ale inginerilor şi tehnicienilor, prin informaţii şi documentare asupra experienţei înaintate în domeniile respective, şi în special, asupra problemelor legate de sarcinile imediate ale producţiei, prin încurajarea şi dezvoltarea spiritului critic în tehnică împotriva rutinii şi devierilor antiştiinţifice, prin organizarea dezbaterilor publice pe baza luptei de opinii, în scopul promovării spiritului ştiinţific marxist-leninist, a politicii economice a statului şi a tehnicii avansate.

In acest scop, revistele tehnice A.S.I.T. şi gazeta Tehnica Nouă vor trebui să desfăşoare o susţinută activitate critică împotriva a tot ce este învechit în tehnică, în practica întreprinderilor industriale şi în agricultură; să organizeze lupte de opinii în legătură cu problemele concrete ale producţiei, strîngînd laolaltă şi încurajînd pe cei mai buni specialişti şi dînd o atenţie deosebită inginerilor. tehnicienilor, fruntaşilor în producţie şi inovatorilor din întreprinderile industriale şi din agricultură.

Comitetele de redacţie ale revistelor tehnice A.S.I.T. şi gazetei Tehnica Nouă îşi vor organiza astfel munca, încît cu ajutorul secţiilor de specialitate şi al filialelor, să facă din publicaţiile ce conduc, organe vii ,combative, în slujba realizării policiticii economice a statului, în industrie şi agricultură.

De asemenea secţiile de specialitate ale Consiliului Central şi ale filialelor vor lua măsuri ca toate conferinţele şi referatele lor, să fie legate de problemele producţiei şi prezentate la nivel ştiinţific, pe baze de date concrete şi verificate.

Spre a contribui la aplicarea hotărîrii C.C. al P.M.R. şi a Consiliului de Miniştri al R.P.R. cu privire la organizarea şcolilor profesionale de ucenici, a şcolilor tehnice şi a şcolilor tehnice de maiştri, se recomandă în mod special secţiilor de specialitate ale Consiliului Central şi comitetelor de filiale să dea cea mai mare atenţie în înţelegere cu conducerea întreprinderilor, muncii de ridicare a calificării maiştrilor, inovatorilor şi fruntaşilor în producţie, organizînd cicluri de conferinţe speciale, cursuri şi seminarii. Comitetele de filiale vor grupa cercurile după specialitatea lor şi vor pune activitatea lor tehnico-ştiinţifică sub îndrumarea şi controlul secţiilor de specialitate ale filialelor.

Pe baza experienţei din anul 1954, Consiliul Central A.S.I.T. consideră că legăturile de colaborare dintre organele centrale, regionale şi din întreprinderi ale sindicatelor şi cele A.S.I.T., pot duce cu succes la organizarea mai bună a muncii pentru îndeplinirea planului de producţie industrială şi agricolă, mai ales în ce priveşte extinderea metodelor şi procedeelor avansate de producţie, organizarea ritmică a producţiei, sprijinirea mişcării de inovaţii, combaterea rutinii în tehnică şi ridicarea calificării cadrelor tehnice. In acest scop, Consiliul Central A.S.I.T. recomandă organizarea în comun a a acţiunilor de extindere a metodelor şi procedeelor avansate în producţie, precum şi altor acţiuni legate de promovarea tehnicii noi, pe baza legăturii dintre secţiile de specialiate A.S.I.T. şi comitetele sindicatelor de ramură.

Pentru stimularea activităţii tehnico-ştiinţifice a inginerilor şi tehnicienilor, Consiliul Central propune ministerelor organizarea în comun a unor concursuri cu premii pentru cele mai bune lucrări tehnico-ştiinţifice, pe baza cărora se vor putea obţine ridicarea productivităţii, reducerea preţului de cost sau îmbunătăţirea calităţii produselor. In acest scop, Consiliul Central A.S.I.T. contribuie la fondul de premii cu suma de lei 70 000 pentru 45 premii în valoare de cîte 3 000, 2 000 şi 1 000 lei.

Totodată, Consiliul Central A.S.I.T. instituie cinci premii de cîte 1 500 lei şi zece premii de cîte 1 000 pentru cea mai bună activitate voluntară de organizare şi îndrumare a activităţii tehnico-ştiinţifice desfăşurată de secţiile de specialitate în ajutorul cercurilor A.S.I.T., precum şi una sută diplome de onoare pentru cei mai buni activişti voluntari din cercurile A.S.I.T., secţiile de specialitate şi comitetele filialelor.

Ia. L. ALPERT, V. L. GHINZBURG, E. L. FREINBERG: Propagarea undelor radio. Gostehizdat, Moscova, 1954, 883 pagini.

Lucrarea de față reprezintă o mare monografie asupra propagării undelor radio, din toate gamele, de la unde lungi și pînă la microunde și este o lucrare de valoare, adunînd foarte mult material relativ la aceste probleme: bibliografia citează peste 360 lucrări sovietice și străine.

Problemele studiate sînt grupate astfel încît cartea prezintă patru părți: teoria propagării undelor radio deasupra suprafeței pămîntului (unda directă); teoria propagării undelor radio în ionosferă; date experimentale relative la propagarea undelor radio și compararea lor cu diversele metode de calcul.

Cartea este la un nivel înalt, utilizînd în mod curent ecuații vectoriale cu derivate parțiale și integrale în planul complex — metode matematice rezervate înainte numai specialiștilor în probleme de fizică matematică. Ceea ce arată o dată mai mult că știința și tehnica modernă se întrepătrund, inginerului de astăzi și, în special, celui care se ocupă de radiocomunicații, cerîndu-i-se să stăpînească un aparataj matematic din ce în ce mai complex.

Să parcurgem succint diversele părți ale cărții.

Partea întîia se ocupă de ecuațiile lui Maxwell și consecințele lor: constantă dielectrică complexă; condiții pe frontieră, potențiale. Se trece apoi de la relațiile diferențiale la cele integrale, studiindu-se principiul lui Hugyens și funcția Green, ajungîndu-se astfel la relația de reciprocitate a lui Lorentz. Nu se precizează însă că formula lui Kirchhoff nu este aplicabilă totdeauna undelor vectoriale — această restricție neintervenind în problemele de propagare studiate. Această precizare este dezvoltată în partea a doua a capitolului I, unde se studiază difracția și în legătură cu aceasta și limitele de aplicabilitate a teoriei lui Kirchhoff. Nu se dau însă soluțiile corecte ale lui Kottler, cum se dă, de exemplu, în cartea lui Dombrovski despre antene.

Se trece apoi la studierea undelor plane și după aceasta la limita de separație dintre pămînt și atmosferă, cîmpul dat de un dipol vertical sau orizontal deasupra pămîntului plan infinit și omogen. Se trece apoi la cîmpul produs deasupra unui sol neuniform, dîndu-se o soluție corectă, sub forma unei ecuații integrale și se analizează apoi diverse cazuri simple. După aceasta, un capitol este dedicat problemelor legate de propagarea undelor la suprafața pămîntului, ținîndu-se seama de sfericitatea lui, dîndu-se o soluție completă, cu ajutorul ecuațiilor cu derivate parțiale, de tip parabolic. Partea întîia se încheie cu un capitol dedicat refracției troposferice. Această problemă foarte importantă pentru microunde este aici tratată la un nivel înalt, tot cu ajutorul ecuațiilor cu derivate parțiale aplicîndu-se și metoda reziduurilor din teoria integralelor din domeniul complex.

Partea a doua a cărții, dedicată ionosferii, începe cu teoria elementară a constantei dielectrice și a conductibilității gazelor ionizate, trecînd apoi la teorii mai complete și la teoria propagării undelor în mediile ionizate, studiindu-se complet microprocesele ionosferice, ținîndu-se seama de coliziuni și de efectul cîmpului magnetic terestru, ca și de mișcarea ionilor. Se studiază de asemenea efectele neliniare care apar în ionosferă, adică fenomenul de interacțiune a undelor radio. Se studiază, de asemenea, soluția exactă a propagării undelor în cazul straturilor liniare și parabolice, propagarea impulsurilor în ionosferă, reflexiile și refracțiile produse de ionosferă, propagarea undelor în medii neuniforme și anizotrope (pe larg) problemele moderne legate de radiația soarelui și a galaxiei și, în fine, absorbția moleculară a undelor radio la trecerea lor prin atmosferă.

In partea a treia se dau multe date experimentale privind structura ionosferei, dîndu-se — unde este cazul — și interpretarea teoretică a faptelor de observație. Un capitol important este cel relativ la microprocesele din ionosferă.

Partea a patra dă metode de calcul a cîmpului undelor radio, în toate lungimile de undă.

După cum am mai spus, lucrarea se încheie printr-o bogată literatură citată.

Comparînd lucrarea de față cu alte lucrări sovietice de acest gen, recenzate în paginile revistei noastre, constatăm, așa cum este și firesc, o serie de deosebiri. Lucrarea este net superioară lucrării lui Doluhanov „Propagarea undelor radio" și în unele privințe și lucrării cu același titlu a lui Kessenih. Lucrul este explicabil, aceste două lucrări fiind manuale de școală, primul destinat studenților din institutele de telecomunicații — unde un nivel mediu în această direcție este normal — iar al doilea este un manual pentru universități. Lucrarea de față este superioară atît în ceea ce privește tratarea completă și la un nivel înalt al problemelor, cît și prin faptul că are adunat un material foarte bogat, atît teoretic cît și experimental, sovietic și străin. Lucrarea lui Doluhanov este interesantă însă prin aceea că prezintă numeroase metode sovietice de calcul al intensității cîmpului care aici nu apar, iar cartea lui Kessenih tratînd propagarea undelor electromagnetice, de asemenea arată unele aspecte interesante din punct de vedere teoretic și altele interesante din punct de vedere istoric, care aici nu sînt prezentate.

In ceea ce privește lucrările occidentale de acest gen, după știința noastră nu există lucrare comparabilă cu aceasta de față, în occident studiile fiind dispersate în studii și note publicate în reviste.

Lucrarea recenzată este foarte valoroasă prin varietatea și nivelul materialului prezentat fiind utilă tuturor celor ce abordează la un nivel corespunzător, problemele propagării undelor radio.

Prof. ing. Edm. Nicolau.

REVISTA „ELECTROTEHNICA". organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. și al Ministerului Energiei Electrice și Industriei Electrotehnice * Redacția: București. str. Ioan Ghica nr. 3. Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon:3.57.28 și 3.07.30 * Administrația și Casieria: Calea Victoriei nr. 118, Raionul I. V. Stalin * Revista este editată de „EDITURA ENERGETICĂ DE STAT", B-dul General Magheru nr. 33, Telefon: 5.44.70/155 * Abonamentele se primesc la toate oficiile poștale de la orașe și sate, prin factorii poștali la secțiile raionale de Difuzare a Presei și la *sediul Redacției din str. Ioan Ghica nr. 3* * Tarif pentru întreprinderi: lei 96 anual; Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual; Prețul unui exemplar: lei 5.

CĂRȚI APĂRUTE ÎN

„EDITURA ENERGETICĂ DE STAT"

S. S. GRINKO și S. A. STRELKOVSKI: **Centrale hidroelectrice rurale**
Traducere din limba rusă
144 pag. 6,10 lei

I. I. GUMIN: **Circuitele secundare ale centralelor electrice**
Traducere din limba rusă
168 pag. 11,05 lei

A. A. GLAZUNOV ș. a.: **Culegere de probleme referitoare la rețelele sistemelor electrice**
Traducere din limba rusă
204 pag. 8,70 lei

I. N. BAPTIDANOV și V. I. TARASOV: **Echipamentul centralelor și stațiilor electrice (vol. I)**
Traducere din limba rusă
460 pag. 26 lei

S. A. AVAEV ș. a.: **Echipamentul electric al intreprinderilor din industria ușoară**
Traducere din limba rusă
466 pag. 30,40 lei

I. E. HAIKIN: **Oscilații întreținute.**
Traducere din limba rusă
136 pag. 6,10 lei

A. A. SMIRNOV: **Repararea aparatelor și instrumentelor termotehnice de măsură și control**
Traducere din limba rusă
600 pag. 26 lei

N. G. LOBACENKO ș. a.: **Suflarea suprafețelor de încălzire ale agregatelor de cazane**
Traducere din limba rusă
162 pag. 8,60 lei

Lei 5

OMK 01
E 2040
d
Institutul de Documentare Tehnică
BUCUREȘTI
OBMEH - ОБМЕН
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - ОБМЕН
KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Országos Műszaki Könyvtár
TELEFON

5

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT
1955

SUMARUL

Pag.

* * * : 1 Mai 165
O. B. Bron: Cîmpul ca formă a materiei 166
M. Braşovan: Alegerea motorului de antrenare pentru un generator de sudură cap la cap 171
S. Eigeles: Procedee moderne de reglarea turaţiei motoarelor asincrone trifazate 176
Gh. Turbuţiu: Despre automatizarea schemelor electrice la tramvaie 186
M. Huhulescu: Calculul economic al elementelor încălzitoare pentru aparate electrotermice . . 191
N. Vîlcov: Compensarea în circuitul catodei în amplificatoare de bandă largă 200

N O T E

A. C. Nicolaide: Metode de studiu a circuitelor electrice la impulsuri de tensiune 205
C. Ferester: Radioreceptorul EM 541 209

SCHIMB DE EXPERIENŢĂ

J. W.: Metoda „Soboliev" şi aplicarea ei în ţările de democraţie populară 210

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

* * *: 1-ое мая 165
О. Б. Брон: Поле как форма материи . . 166
М. Брашован: Выбор двигателя для привода сварочного генератора для стыковой сварки 171
С. Эйгелес: Современные способы регулирования скорости асинхронных трехфазных двигателей 176
Г. Турбуциу: Об автоматизации электрических схем трамваев 186
М. Хухулеску: Экономический расчет нагревательных элементов для электронагревательных приборов 191
Н. Вылков: Компенсация в катодной цепи широкополосных усилителей 200

ЗАМЕТКИ

А. С. Николаиде: Методы исследования электрических цепей импульсами напряжения 205
К. Ферестер: Радиоприемник ЕМ 541 . . . 209

ОБМЕН ОПЫТОМ

Ж. В.: Метод Соболева и его применение в странах народной демократии 210

SOMMAIRE

Pag.

* * * : 1 Mai 165
O. B. Bron: Le champ comme forme de la matière 166
M. Braşovan: Le choix du moteur d'entreinement pour un générateur de soudure bout à bout 171
S. Eigeles: Procedées modernes pour le réglage du nombre des tours des moteurs triphasés asynchrones 176
Gh. Turbuţiu: Sur l'automatisation des schemas électriques des tramways 186
M. Huhulescu: Le calcul économique des élements de chauffage pour appareils électrothermiques 191
N. Vîlcov: La compensation dans le circuit de la cathode dans les amplificateurs de bande large 200

N O T E S

A. C. Nicolaide: Méthode d'étude des circuits électriques par impulsions de tension 205
C. Ferester: Le radio-récepteur EM 541 . . 209

ECHANGE D'EXPERIENCE

J. W.: La méthode Soboliev appliquée dans les pays de démocratie populaire 210

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

ANUL III
1955

ELECTROTEHNICA

Nr. 5
MAI

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

1 MAI

Ziua solidarității internaționale a oamenilor muncii constituie, în fiecare an, un prilej de puternică manifestare a unității de monolit a mișcării muncitorești, a voinței puternice de apărare și consolidare a păcii în lumea întreagă.

Anul acesta, condițiile în care se desfășoară sărbătorirea zilei de 1 Mai, se caracterizează prin creșterea puternică a forțelor care luptă pentru pace, democrație și socialism.

Întreaga omenire progresistă privește cu simpatie victoriile importante obținute de Uniunea Sovietică pe tărîmul dezvoltării impetuoase a industriei grele și pe baza acesteia, a celorlalte ramuri industriale; succesele înfăptuirii planului de dezvoltare rapidă a agricuiturii, de transformare a pămînturilor virgine și înțelenite în cîmpii roditoare; avîntul culturii sovietice, a științei puse în slujba omului, toate acestea dovedind lupta continuă a P.C.U.S. și guvernului sovietic pentru continua ridicare a nivelului de trai material și cultural al oamenilor sovietici. Alături de Uniunea Sovietică, avînd ajutorul ei frățesc, se ridică țările lagărului socialist care cunosc un avînt nemai întîlnit. Crește puterea economică și prestigiul politic intrnațional al R. P. Chineze, ca mare putere.

Sub conducerea partidelor comuniste și muncitorești clasa muncitoare din țările capitaliste luptă pentru obținerea drepturilor sale democratice, pentru încetarea cursei înarmărilor, împotriva jafului și politicii războinice. Se lărgește mișcarea grevistă și se întărește unitatea sa de acțiune.

Anul acesta, ziua de 1 Mai este sărbătorită în condițiile creșterii avîntului mișcării de eliberare a popoarelor coloniale și dependente. Voința acestor popoare s-a manifestat cu tărie la recenta conferință a țărilor africano-asiatice de la Bandung.

În general, în politica internațională, se disting în prezent două linii diametral opuse: pe de o parte linia cercurilor imperialiste, în frunte cu S.U.A. care continuă să agraveze încordarea internațională și eforturile pentru remilitarizarea revanșarzilor vest-germani, iar pe de altă parte, linia politicii de pace a Uniunii Sovietice și țărilor lagărului socialist care se călăuzește de dorința rezolvării pașnice a problemelor în litigiu, această din urmă politică, fiind sprijinită de toate popoarele iubitoare de pace.

Cu ocazia zilei de 1 Mai poporul nostru se mîndrește cu un bilanț bogat în realizări. Datorită politicii partidului și guvernului se dezvoltă industria grea, temelia consolidării puterii economice și capacității de apărare a statului nostru, izvor de dezvoltare permanentă a întregii economii naționale. Industria electrotehnică, creație a regimului de democrație populară, trece în revistă cu ocazia acestei zile, un bogat nomenclator de produse necesare planului de electrificare, industriei și agriculturii, necesităților de viață si cultură a oamenilor muncii. Prin realizările întreprinderilor fruntase din industria electrotehnică s-au creat premizele îndeplinirii planului cincinal înainte de termen pentru întregul sector electrotehnic. Se dezvoltă sectorul socialist în agricultură și se acordă o atenție sporită pentru avîntul necontenit al gospodăriilor agricole de stat și colective pentru întărirea lor economico-organizatorică. Se crează mereu noi întovărășiri agricole.

Toate aceste realizări au făcut cu putință ca numai după 4 luni de la hotărîrea guvernului și partidului cu privire la desființarea sistemului de aprovizionare pe bază de cartele și de rații, guvernul R.P.R. să treacă la o primă reducere de prețuri la o serie de mărfuri alimentare, industriale și tarifelor de spectacole, dovadă a grijii partidului și guvernului pentru bunăstarea oamenilor muncii.

Pentru întărirea și dezvoltarea succeselor obținute, pentru efectuarea unor noi reduceri de prețuri, fiecare muncitor, tehnician și inginer, are datoria de a folosi din plin posibilitățile pe care le oferă tehnica modernă, să muncească pentru ridicarea nivelului de calificare profesională, să întărească regimul de economii, să reducă prețul de cost, să generalizeze experiența avansată obținută la fiecare loc de muncă. Prin aceasta se va contribui la mărirea productivității muncii, condiție esențială a dezvoltării noastre economice.

Poporul nostru, strîns unit în jurul partidului și guvernului, sprijină cu căldură politica externă de pace și colaborare internațională. Poporul nostru dorește fierbinte pacea pentru că el vrea să-și construiască în liniște viața sa fericită. Dar, noi nu putem sta nepăsători față de politica de remilitarizare a Germaniei occidentale. Alături de toate popoarele țărilor lagărului socialist, în conformitate cu declarația de la Moscova din decembrie anul trecut, poporul nostru trebuie să-și ia măsurile sale de apărare și de asigurare a securității sale corespunzătoare intereselor menținerii păcii în întreaga lume.

Cu ocazia zilei de 1 Mai, poporul nostru își manifestă dragostea și recunoștința față de Uniunea Sovietică, care permanent și-a manifestat ajutorul său frățesc și multilateral care a constituit chezășia construcției noastre economice și culturale.

Poporul nostru, tehnicieni și ingineri, oameni de știință au aflat cu bucurie, despre acordarea ajutorului tehnico-științiific de către U.R.S.S. pentru folosirea în scopuri pașnice a energiei nucleare. Conform prevederilor acordurilor încheiate, în cursul anilor 1955—1956, Uniunea Sovietică va proiecta și va livra țării noastre, cît și altor state, pile atomice experimentale și acceleratori de particule elementare și va transmite gratuit documentația tehnico-științifică necesară montării și punerii lor în exploatare. Ea va pune la dispoziție matriale dezagregabile și alte materiale necesare lucrărilor experimentale. De asemenea în U.R.S.S. vor fi pregătiți cetățeni ai țării noastre pentru a deveni cadre științifice și ingineri în domeniul fizicii nucleare.

Sprijinul U.R.S.S. în dezvoltarea cercetărilor cu privire la folosirea pașnică a energiei nucleare, va permite țării noastre ca în scurt timp să facă noi și importante progrese pe drumul construcției socialiste.

Uniți prin legături de tip nou, cu popoarele sovietice, cu marele popor chinez și celelalte țări de democrație populară, avînd sprijinul oamenilor cinstiți din toată lumea, noi privim cu încredere mersul nostru înainte, viitorul fericit al popoarelor libere.

Cu ocazia zilei de 1 Mai, oamenii muncii își manifestă atașamentul și unitatea puternică dintre partid, guvern și popor, forță motrică pe drumul făuririi bunei stări materiale și culturale a celor ce muncesc.

Cîmpul ca formă a materiei *)

Prof. O. B. BRON
Doctor în ştiinţe tehnice
Leningrad

530.145.65:233

I. Definiţia noţiunii de cîmp

Noţiunea de ,,cîmp" (electric, magnetic, electromagnetic, de gravitaţie) este una dintre noţiunile de bază în multe, discipline predate în învăţămînt. Cu toate acestea, o serie de formulări, termeni şi definiţii, în legătură cu predarea cursului de teoria cîmpului sînt tratate în unele manuale necorect sau inexact. Astfel se afirmă că, cîmpul este ,,un spaţiu" în care acţionează forţele considerate sau în care se produce un oarecare ,,proces fizic". In alte manuale, cîmpul este definit ca o ,,stare aparte a spaţiului". Alţii consideră cîmpul ca ,,un proces fizic aparte", care se produce în domeniul respectiv, al spaţiului.

Formulările de mai sus sînt foarte răspîndite. Pe baza lor s-au format inginerii şi fizicienii în decurs de zeci de ani. De aceea, se impune o analiză critică a acestor formulări în lumina descoperirilor actuale ale fizicii şi în lumina materialismului filozofic marxist-leninist.

Spaţiul nu este un lucru în sine. Intinderea în spaţiu se poate cunoaşte pe baza măsurării obiectelor reale.

Fără materie, spaţiul este de neconceput. Conform definiţiei clasice a lui Engels, spaţiul şi timpul reprezintă forme de existenţă ale materiei şi care ,,fără materie nu reprezintă nimic" **).

A spune despre un fenomen oarecare că el este spaţiu, este echivalent cu a afirma că există calităţi sau proprietăţi ale obiectelor fără să existe obiectele însăşi.

Cîmpul nu reprezintă un spaţiu ci, după cum se va arăta în cele ce urmează, cîmpul este o formă a materiei. Intinderea în spaţiu ca şi în timp, reprezintă numai proprietăţi ale materiei (inclusiv ale cîmpului). Aceste proprietăţi nu sînt caracteristice, deoarece ele aparţin tuturor formelor materiei. Nimic nu se întîmplă înafara timpului şi spaţiului. De aceea, a spune că cîmpul fizic este un spaţiu înseamnă a nu spune nimic suficient pentru definirea cîmpului şi, pe lîngă aceasta, înseamnă a confunda proprietăţile materiei cu materia însăşi, ceea ce contrazice logica raţionamentelor.

Cîmpul deformaţiilor elastice într-un corp solid sau cîmpul de viteze într-un lichid care curge pot fi considerate ca o stare aparte a mediului. Dacă şi cîmpul electromagnetic se consideră ca o stare aparte, apare problema purtătorului material al acestei stări. Pe timpul lui Maxwell, cîmpul electromagnetic era asimilat unor deformaţii elast ce şi era considerat ca o stare aparte a eterului. O astfel de concepţie şi-a pierdut sensul în momentul cînd ipoteza eterului a fost părăsită. De aceea, definiţia după care, ,,cîmpul este o stare aparte a spaţiului" nu are sens. In această definiţie, cuvîntul ,,eter" a fost pur şi simplu înlocuit prin cuvîntul ,,spaţiu". Insă spaţiul rupt de materie este un non-sens, el nu există, de aceea nu are sens să se vorbească nici despre starea unui lucru care nu există în natură.

Schimbarea succesivă a fenomenelor sau a stărilor într-un mediu material este denumită proces fizic. Pe timpul lui Faraday şi Maxwell, cîmpul putea fi considerat drept un proces fizic, care se produce în eter. In prezent, o asemenea definiţie nu mai poate fi satisfăcătoare. Inlocuirea cuvîntului ,,eter" prin cuvîntul ,,domeniul spaţiului" nu explică nimic. Trebuie stabilit care sînt felurile de materie care suferă nu un singur, ci un număr foarte mare de procese fizice, a căror descriere constituie tocmai conţinutul ştiinţei despre fenomenele electromagnetice.

Inconsistenţa vechilor definiţii ale noţiunii ,,cîmp" a devenit deosebit de evidentă după ce s-a stabilit că cîmpul apare numai pe seama altor forme ale materiei. Materia în sine, după cum se ştie, numai se transformă în altă formă de materie. Pornind de la cele spuse mai sus, nu este corectă utilizarea expresiilor care conţin afirmaţii idealiste despre transformarea materiei în ,,spaţiu", în ,,stare a mediului" sau în ,,proces fizic"

Incă la începutul secolului al XX-lea, fizica deţinea dovezi sigure că cîmpul electromagnetic posedă masă şi energie. Masa şi energia sînt proprietăţi ale materiei. Masa caracterizează proprietăţile de inerţie şi de gravitaţie, iar energia este măsura mişcării materiei. De aceea, descoperirea masei şi energiei cîmpului electromagnetic ducea la concluzia că cîmpul este una dintre formele materiei. Cei mai mulţi fizicieni însă, care se situau pe poziţii pur formale, considerînd cîmpul ca un mijloc de calcul şi care admiteau acţiunea la distanţă au pornit lupta împotriva acestei concepţii perfect justificate. In legătură cu aceasta este cazul să se menţioneze ,,Discuţii — dispute asupra naturii curentului electric" care au avut loc în Institutul politehnic din Leningrad în anul 1920. La această discuţie, partizanii interpretării formale a cîmpului se găseau literalmente în ajunul experienţelor care au arătat definitiv inconsistenţa acestei interpretări.

In anul 1933 s-a descoperit transformarea cuplului electron — pozitron în cuante gama (fotoni), iar mai tîrziu şi fenomenul invers : apariţia cuplului electron-pozitron la dispariţia fotonilor. A reieşit că cîmpul electromagnetic apare pe seama particulelor de substanţă şi el însăşi se poate transforma în particule de substanţă. Substanţa şi cîmpul s-au dovedit a fi două forme ale materiei, capabile să se transforme una într-alta. Vechile concepţii formale asupra cîmpului au primit o lovitură zdrobitoare şi definitivă : cîmpul s-a dovedit una din formele materiei. Aceasta a reprezentat victoria interpretării materialiste a cîmpului.

Cu toate cele expuse, concepţiile vechi, cîteodată idealiste asupra cîmpului sînt răspîndite încă şi în prezent.

Este necesară o muncă de lămurire persistentă pentru ca concepţia unică, adevărată, fundamentată ştiinţific şi confirmată experimental asupra cîmpului drept o formă a materiei să devină un bun comun. Articolul de faţă este scris tocmai în acest scop.

Recunoscînd cîmpul drept o formă a materiei, nu ne putem limita, aşa cum face unii autori, numai la introducerea noii definiţii în locul celor vechi, menţinînd vechea expunere a ştiinţei asupra electricităţii şi magnetismului. Noua concepţie asupra unei asemenea noţiuni de bază cum este cîmpul, modifică nu numai atitudinea în interpretarea unui număr foarte mare de fenomene, ci însăşi interpretarea acestor fenomene, ceea ce trebuie să se manifeste printr-o fermă revizuire din punctul de vedere al materialismului dialectic a unei serii de ipoteze şi aceasta nu numai în introducerea, ci şi în întregul curs de bazele teoretice ale electrotehnicii.

Articolul de faţă a fost scris în scopul de a pune problema unei astfel de revizuiri în discuţia largă a tuturor cititorilor revistei, pentru a accelera astfel procesul de revizuire.

II. Trăsăturile comune ale cîmpului şi substanţei

1. Cîmpul în mod analog cu substanţa, este materie, deoarece el reprezintă ,,o realitate obiectivă, care există independent de conştiinţa omului şi este reflectată de ea".

2. In mod analog cu substanţa, care capătă diferite forme şi stări, există şi diferite forme de cîmpuri. Se cunosc : cîmpul electromagnetic, cîmpul gravitaţional şi cîmpul forţelor internucleare.

---

*) *Se publică în vederea discuţiilor. Redacţia invită pe cititori să-şi exprime punctul lor de vedere asupra definiţiilor şi noţiunilor de bază din teoria electricităţii şi magnetismului formulate de către autorul articolului.*

**) Fr. Engels : *Dialectica naturii*. pag. 189, Edit. politică de Stat 1948. Ediţia rusă.

3. In mod analog cu substanţa, cîmpul are o anumită masă, energie, cantitate de mişcare şi un moment al cantităţii de mişcare.

a) *Presiunea luminii.* In anul 1899, fizicianul rus P. N. Lebedev a descoperit presiunea luminii asupra corpurilor solide. Pînă la descoperirea presiunii luminii, cîmpului electromagnetic nu i se atribuia nici o masă. Experienţele lui P. N. Lebedev au constituit prima dovadă sigură a existenţei masei şi la cîmpul electromagnetic. Dacă fluxul luminos scade pe o suprafaţă absolut neagră, valoarea presiunii pe această suprafaţă, după cum rezultă din teoria clasică, se determină prin relaţia

$$p = \frac{W}{c}. \tag{1}$$

în care :

W este energia radiantă care cade pe suprafaţă în unitatea de timp ;

c — viteza luminii.

Conform relaţiilor din mecanică, presiunea trebuie să fie egală cu variaţia cantităţii de mişcare a corpului care presează, adică $p = mc$, de unde

$$m = \frac{W}{c^2}. \tag{2}$$

Această relaţie confirmă următoarea ipoteză fundamentală : cîmpul electromagnetic are o anumită masă m şi o anumită cantitate de mişcare $p = mc$, ca orice altă formă a materiei.

Relaţia (2), care rezultă direct din experienţele lui P. N. Lebedev, a stabilit legătura dintre energia şi masa cîmpului electromagnetic. Mai tîrziu s-a dovedit că această relaţie este justă în raport cu orice formă de energie şi de masă. Ea reprezintă formularea matematică a legii fundamentale de interdependenţă între masă şi energie.

b) *Masa electromagnetică.* Se ştie că variaţia vitezei unui corp necesită consumarea unui lucru mecanic oarecare, dacă un corp în mişcare are o sarcină electrică, lucrul mecanic necesar pentru variaţia vitezei corpului creşte. Un corp încărcat în mişcare este înconjurat de cîmpurile electric şi magnetic. Variaţia vitezei corpului produce variaţia intensităţii cîmpului magnetic, deci şi a energiei sale. Dacă viteza corpului creşte, această energie trebuie să se producă pe seama lucrului mecanic al forţelor exterioare. Dacă viteza corpului scade, această energie creează forţe, care se opun unei asemenea scăderi a vitezei. In ambele cazuri, fenomenul se produce ca şi cînd existenţa cîmpului electromagnetic ar produce apariţia unei mase inerte suplimentare pe care o denumim masă electromagnetică. Conform teoriei clasice, masa totală a electronului este formată din două părţi — masa mecanică (mai exact neelectromagnetică) şi masa de provenienţă electromagnetică. Masa electromagnetică a electronului se determină cu relaţia

$$m = \frac{2}{3}\frac{e^2}{r_0 c^2}. \tag{3}$$

în care :

e este sarcina electronului ;

r_0 — raza electronului.

Masa electromagnetică este concentrată nu numai în corpul încărcat, ci şi în cîmpul său electromagnetic. Ea este repartizată în întregul cîmp.

c) *Masa cîmpurilor electric şi magnetic.* Să examinăm cîmpul dat de familia de ,,tuburi de forţă" şi de suprafaţele echipotenţiale. Fiecărui domeniu (pătrăţel) din acest cîmp, limitat de suprafeţele echipotenţiale vecine U şi V, îi corespunde energia :

$$\Delta W = \frac{\Delta U \cdot \Delta V}{2} \tag{4}$$

în care :

ΔU este diferenţa de potenţial între două suprafeţe echipotenţiale ;

ΔV — fluxul unui singur ,,tub de forţă".

Energia ΔW este o mărime constantă pentru întregul cîmp. Reţeaua liniilor de cîmp şi a suprafeţelor echipotenţiale dă imaginea densităţii de distribuţie a energiei în cîmp. Se poate spune că o asemenea reţea caracterizează distribuţia spaţială a energiei în cîmp. Fiecare domeniu al cîmpului, care conţine energia ΔW are şi masa Δm, care se determină cu relaţia :

$$\Delta m = \frac{\Delta W}{c^2}. \tag{5}$$

Prin urmare, reţeaua liniilor de cîmp şi a suprafeţelor echipotenţiale caracterizează şi distribuţia spaţială a masei în cîmp.

Citeodată se naşte întrebarea : nu cumva întreaga masă a cîmpului este concentrată în sarcinile pe care le formează cîmpul ? La timpul său, o întrebare analogă a apărut şi referitor la energia cîmpului. Experienţele lui P. N. Lebedev au dovedit că şi unda electromagnetică posedă o masă, care se mişcă cu viteza luminii. Procesul de formare al undei electromagnetice se bazează pe faptul că, la variaţia rapidă a polarităţii corpurilor încărcate, sau la variaţia sensului curentului în conductoare, energia şi masa, distribuite în cîmp, nu reuşesc să se reîntoarcă la corpul încărcat sau la conductorul parcurs de curent. Ele se depărtează în şirag de conductor şi încep să execute o mişcare a lor proprie şi liberă, sub formă de undă electromagnetică. Dacă energia sau masa nu ar fi fost distribuite în întreg cîmpul, ci ar fi fost concentrate în sarcinile electrice, unda electromagnetică nu ar fi putut să apară.

d) *Momentul cantităţii de mişcare.* Cîmpul electromagnetic ce se roteşte în jurul axei sale manifestă proprietăţi care în sistemele mecanice obişnuite sînt caracterizate prin momentul cantităţii de mişcare. In sistemele mecanice, manifestarea cea mai caracteristică a momentului cantităţii de mişcare o constituie efectul giroscopic. El constă în faptul că axa de rotaţie a sistemului tinde să-şi menţină direcţia invariabilă.

Una dintre manifestările momentului cantităţii de mişcare a cîmpului electromagnetic o constituie mişcarea de rotaţie a unei bare subţiri feromagnetice, cînd ea este magnetizată într-o bobină cilindrică. La schimbarea sensului de magnetizare, magneţii elementari trebuie să se rotească cu 180°. Insă deoarece ei reprezintă totodată şi giroscoape (datorită rotaţiei rapide a electronilor), o astfel de rotaţie este legată de variaţia momentului total al cantităţii de mişcare a sistemului, ceea ce este imposibil. De aceea, întreaga bară feromagnetică trebuie să se rotească în sens opus în aşa fel, încît variaţia momentului său de mişcare să fie egală cu zero, ceea ce s-a şi constatat.

In legătură directă cu problema examinată sînt experienţele în care s-a observat magnetizarea barelor feromagnetice la rotirea lor rapidă în jurul axei. O asemenea magnetizare se explică prin proprietăţile giroscopice ale cîmpului electromagnetic al electronilor din atomi. Aceste fenomene au o importanţă excepţional de mare pentru teoria actuală a feromagnetismului.

In concluzie, cîmpul electromagnetic posedă masă, energie, cantitate de mişcare şi moment al cantităţii de mişcare.

4. In mod analog cu substanţa, care este formată din particule elementare, cîmpul are proprietăţi corpusculare. Particulele elementare ale cîmpului electromagnetic sînt fotonii ; fotonii, în mod analog cu particulele substanţei, se caracterizează prin următoarele mărimi de bază :

energia fotonului

$$\varepsilon_f = h\nu ; \tag{6}$$

cantitatea de mişcare

$$p_f = \frac{h\nu}{c} = \frac{h}{\lambda} \tag{7}$$

masa

$$m_f = \frac{\varepsilon_f}{c^2} = \frac{h\nu}{c^2} \tag{8}$$

în care :

h este constanta lui Planck ;

ν — frecvenţa ;

λ — lung mea de undă ;

c — viteza luminii.

Se ştie că teoria cinetică a materiei permite să se găsească numărul de particule în unitatea de volum şi să se determine volumul mediu care revine unei singure particule. In mod cu totul analog, teoria corpusculară permite determinarea numărului N_0 de fotoni în unitatea de volum a cîmpului electromagnetic şi volumul mediu al cîmpului V_0 ce revine unui singur foton.

5. *In mod analog cu particulele elementare ale cîmpului* (fotonii), *particulele substanței au proprietăți ondulatorii.* Natura ondulatorie a fotonilor se manifestă deosebit de net în fenomenele de difracție și interferență. Din momentul descoperirii lor, acest fenomene se consideră a fi dovezi indiscutabile în favoarea naturii ondulatorii la început a luminii, pe urmă și a oscilațiilor electromagnetice.

Descoperirea difracției electronilor, a atomilor neutri și a moleculelor a arătat că nu numai particulele cîmpului-fotonii ci și particulele de substanță-electronii, atomii, moleculele, posedă proprietăți ondulatorii.

Relația (7) determină legătura dintre cantitatea de mișcare a fotonului și lungimea de undă a acestuia. Aceași relație este valabilă și pentru undele particulelor de substanță.

Prin urmare, proprietățile ondulatorii și corpusculare sînt specifice atît particulelor de substanță cît și particulelor cîmpului. La început părea că proprietățile corpusculare ale substanței și cîmpului sînt incompatibile cu proprietățile lor ondulatorii

Teoria cuantelor permite însă să reunim proprietățile corpusculare și proprietățile ondulatorii ale particulelor. O asemenea sinteză de proprietăți contradictorii poate fi înțeleasă numai pe baza materialismului dialectic, care arată că în fiecare fenomen al naturii pe lîngă manifestarea contradicțiilor trebuie să existe și unitatea dialectică a acestora.

6. *Toate procesele care se produc în cîmp, la fel ca procesele în substanță sînt supuse următoarelor legi de bază*:

a) legii de conservare și transformare a masei;

b) legii de conservare și transformare a energiei;

c) legii de interdependență a masei și energiei;

d) legii de conservare a cantității de mișcare și a momentului cantității de mișcare.

7. *Ca orice formă a materiei, cîmpul apare numai pe seama altor forme ale materiei și nu dispare fără urmă, ci se transformă în alte forme ale materiei*, urmînd riguros legile expuse mai sus. Să examinăm cîteva exemple.

a) Electronul și pozitronul reunindu-se, fiecare dintre ei își pierde masa, energia și cantitatea de mișcare. Ei încetează să mai existe, însă în același timp, lor li se datorește apariția undei electromagnetice (sub forme de radiație gama) care are energia, masa și cantitatea de mișcare pe care le-au pierdut particulele la reunirea lor. Procesul decurge conform relației

$$e_+ + e_- \rightarrow \gamma + \gamma' \qquad (9)$$

Cuplul electron-pozitron se transformă în două cuante γ. Astfel cîmpul electromagnetic apare din substanță.

b) Se cunoaște și procesul invers, al nașterii cuplului electron-pozitron pe seama dispariției fotonului. Cînd fotonul γ avînd o energie mai mare decît energia proprie a electronului și pozitronului se ciocnește cu un nucleu cu sarcina Ze, electronul apare în cuplu cu pozitronul, iar fotonul încetează să mai existe. Procesul decurge conform relației

$$\gamma + Ze \rightarrow e_- + e_+ + Ze. \qquad (10)$$

In acest caz, substanța apare pe seama cîmpului electromagnetic.

c) Unda electromagnetică, care se propagă liber în spațiu cînd se lovește de o suprafață absorbantă încetează să mai existe, transmițînd în întregime obstacolului masa, energia și cantitatea sa de mișcare. Latura energetică a acestui proces este descrisă în manuale și nu dă naștere la nici un fel de îndoieli.

Rămîne însă întrebarea : ce se întîmplă cu masa undei electromagnetice? Se știe, că masa substanței depinde de viteză. Această dependență este determinată de relația

$$m = \frac{m_0}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}} \qquad (11)$$

Cînd unda electromagnetică este absorbită de obstacol, Viteza de mișcare a particulelor obstacolului crește datorită încălzirii. O dată cu creșterea vitezei particulelor, cresc și masa și cantitatea lor de mișcare, conform legilor conservării.

d) După cum se știe, condensatorul încărcat sau bobina de reactanță, prin care trece curent, conțin energie înmagazinată în cîmpurile lor electric și magnetic. Această energie este $W_e = \frac{CU^2}{2}$ pentru condensatoare și $W_m = \frac{LI^2}{2}$ pentru bobine. Pe lîngă aceasta, însă cîmpul electric și magnetic au respectiv masa

$$m_e = \frac{W_e}{c^2} = \frac{CU^2}{2c^2}\ ;\quad m_m = \frac{W_m}{c^2} = \frac{LI^2}{2c^2}. \qquad (12)$$

La descărcarea condensatorului, sau a bobinei de reactanță, asupra unei rezistențe active, cîmpurile electric și magnetic dispar. Intreaga energie a acestor cîmpuri se consumă pentru încălzirea rezistenței de descărcare. Datorită încălzirii însă, crește viteza de mișcare a particulelor din conductoarele care formează rezistența.

Corespunzător cu relația (11) crește și masa acestor particule. Se produce transformarea cîmpurilor electric și magnetic în substanță. Numărul de particule din conductor nu se modifică, însă cresc masa și energia lor.

Deoarece cîmpul apare pe seama substanței și se transformă în substanță, înseamnă că cîmpul și substanța trebuie considerate ca două forme ale materiei.

e) Cîmpul ca formă a materiei apare nu numai pe seama substanței, ci și datorită altui cîmp. Procesul unei asemenea transformări a cîmpurilor este foarte răspîndit.

De exemplu, în circuitul oscilant, format din capacitate și inductanță, cîmpul electric al condensatorului încărcat se transformă în cîmpul magnetic al inductanței și reciproc. In acest caz între capacitate și inductanță se produce un schimb de energie $\frac{CU^2}{2} = \frac{LI^2}{2}$ și masă $\frac{CU^2}{2c^2} = \frac{LI^2}{2c^2}$ cu respectarea riguroasă a legilor conservării.

In unda electromagnetică, care se propagă liber în spațiu se produce apariția continuă a cîmpului magnetic pe seama cîmpului electric și a cîmpului electric pe seama celui magnetic. Aici tot timpul între ambele cîmpuri există un schimb de masă $\frac{E^2\varepsilon}{2c^2} = \frac{H^2\mu}{2c^2}$ de energie $\frac{E^2\varepsilon}{2} = \frac{H^2\mu}{2}$ și de cantitate de mișcare $\frac{E^2\varepsilon}{2c} = \frac{H^2\mu}{2c}$ cu respectarea riguroasă a legilor conservării.

f) Procesul apariției cîmpului electromagnetic în generatoarele electrice este însoțit întotdeauna de micșorarea masei și energiei motorului primar.

La centralele cu turbine de abur, vînele de abur care pun în mișcare paletele turbinelor, își pierd temperatura și viteza. Ele cedează lopeților turbinei nu numai energia pe care o posedă, ci și o parte din masa lor, pe care o pierd datorită micșorării vitezei, conform relației (11). In urma unor serii de transformări, care se produc conform legilor conservării, masa și energia pierdute de vînele de abur, se transformă în masa și energia cîmpului electromagnetic, produs de generator. Căldura se transformă în cîmp electromagnetic printr-o serie de transformări intermediare.

Un proces analog se întîlnește și la hidrocentrale ale căror turbine sînt puse în mișcare de presiunea datorită diferenței de nivel și care apare în urma acțiunii cîmpului de gravitație, La căderea apei din bieful superior în cel inferior are loc variația cîmpului de gravitație ca formă a materiei. Ca urmare în hidrogeneratoarele electrice apare o altă formă a materiei — cîmpul electromagnetic.

III. Diferența între cîmp și substanță

Să examinăm particularitățile cîmpului, care îl deosebesc de substanța în înțelesul obișnuit.

I. Orice corp material ocupă un anumit volum, pe care nu-l poate ocupa simultan un alt corp. Acolo unde se află atomul dintr-o substanță, nu poate să existe simultan atomul unei alte substanțe.

In opoziție cu aceasta, în același volum pot să existe mai multe cîmpuri diferite care nu se influențează unele pe altele. Acest lucru este valabil și pentru undele electromagnetice produse de diferite surse. Fotonii produși de surse diferite există într-un același volum, în orice număr, fără a manifesta acțiuni vizibile unul asupra altuia.

2. Substanța și cîmpul se interpătrund. Ele pot ocupa același spațiu. In același timp, cîmpul schimbă starea substanței iar substanța, la rîndul ei, influențează cîmpul.

3. Masele mecanice (de gravitație) și electrice (de cîmp) depind de viteza de mișcare. Această dependență este determinată de relația (11).

Fotonii nu au masa de repaus. Pentru ei $m_0 = 0$ și $v = c$, iar în aceste condiții expresia (11) devine nedeterminată.

In ce privește masa cîmpului electromagnetic, este valabilă relația $m = \frac{W}{c^2}$, care exprimă legătura indisolubilă între masă și energie. De aceea, nu se poate identifica masa cîmpului electromagnetic cu masa substanței în înțelesul obișnuit: cîmpul electromagnetic se propagă totdeauna în vid cu viteza luminii; substanța nu poate să atingă niciodată această viteză.

4. Orice corp, sub acțiunea forțelor exterioare, se poate mișca accelerat sau decelerat. Pentru cîmpul electromagnetic liber ca formă a materiei, nu există accelerare. In vid fotonii ori se mișcă cu viteza luminii, ori nu există deloc.

5. Cînd un corp solid sau lichid se lovește de un obstacol neelastic, el pierde numai energia cinetică și cantitatea sa de mișcare, cedîndu-le obstacolului. După ce s-a lovit de obstacolul absorbant, unda electromagnetică încetează să mai existe Are loc o transformare a cîmpului — formă aparte a materiei — în substanță în înțelesul obișnuit.

6. Diferitele cîmpuri (electric, magnetic, de gravitație etc.) au particularitățile lor caracteristice. Astfel, particularitatea caracteristică a acelei forme a materiei, care este denumită cîmp electric o constituie forța mecanică ce acționează asupra unei sarcini electrice imobile, situată în acest cîmp; această proprietate nu o posedă nici o altă formă cunoscută a materiei. Particularitatea caracteristică a cîmpului magnetic este forța mecanică ce acționează asupra unui curent electric care are o anumită orientare în raport cu cîmpul. Numai cîmpul magnetic are această proprietate. Particularitatea caracteristică a cîmpului de gravitație este forța mecanică ce acționează asupra masei de gravitație introdusă în acest cîmp. Celelalte forme ale materiei nu au asemenea particularități.

Pornind de la aceasta, se poate conchide că:

a) *Cîmpul electric* este o formă a materiei a cărei manifestare caracteristică este forța mecanică, aplicată asupra unei sarcini electrice imobile aflată în spațiul formei respective a materiei.

b) *Cîmpul magnetic* este o formă a materiei a a cărei manifestare caracteristică este forța mecanică, aplicată curentului electric orientat într-un anumit fel în spațiul formei respective a materiei.

c) Orice variație în timp a fluxului magnetic produce apariția cîmpului electric. In modul acesta, *inducția electromagnetică* este un proces de transformare a cîmpului magnetic în cîmp electric. Acest proces de transformare nu poate fi redus la nici un fel de fenomen mecanic.

d) Absolut analog cu aceasta, orice variație în timp a fluxului electric produce apariția cîmpului magnetic. In modul acesta, *inducția magnetoelectrică* este un proces de transformare a cîmpului electric în cîmp magnetic. Acest proces de transformare nu poate fi redus la nici un fel de fenomen mecanic.

e) *Cîmpul electromagnetic* ca formă a materiei se caracterizează prin existența a două cîmpuri, magnetic și electric, legate printr-o transformare continuă reciprocă, pe baza fenomenelor de inducție electromagnetică și inducție magnetoelectrică. Cîmpul electromagnetic se manifestă prin presiunea mecanică exercitată asupra unui plan absorbant, orientat într-un anumit mod.

7. Cîmpurile magnetic și electric din unda electromagnetică nu sînt absolut identice cu cîmpul magnetic al curenților continui și cu cîmpul electric al sarcinilor invariabile. Noțiunea de „accelerație" nu se poate aplica la cîmpurile magnetic și electric din unda electromagnetică. In vid, aceste cîmpuri se mișcă cu viteza luminii. Cîmpul electric al sarcinilor invariabile și cîmpul magnetic al curenților continui nu pot atinge niciodată viteza luminii. Aceste cîmpuri pot să se miște accelerat sau decelerat.

8. In comparație cu cîmpul, substanța are o densitate mult mai mare a masei și a energiei. Datorită valorii mari a lui $c^2 = 9.10^{20}$ cm^2/s^2, densitatea masei în cîmpurile obișnuite este excepțional de mică. Numai la reacțiile nucleare, masa cîmpului capătă o valoare comensurabilă. Neavînd posibilitatea de a măsura masa cîmpului, putem determina ușor energia sa. Aceasta se datorește faptului că energia este de c^2 ori mai mare.

9. La transmiterea aceleiași puteri cu ajutorul sistemelor mecanice sau cu ajutorul cîmpului electromagnetic, forțele masele și presiunile diferă foarte mult. Pentru transportul electromagnetic sînt caracteristice valoarea infinit mică a masei, forțele mici și vitezele enorme. Aceasta este împrejurarea datorită căreia cîmpul electromagnetic se transmite, distribuie și se utilizează atît de ușor.

Puterea sistemului mecanic este $P = f_1 v$.

Puterea transmisă de cîmp este $P = f_2 c$.

Aici f_1 și f_2 corespund forței în sistemul mecanic și în cîmpul electromagnetic. Din expresiile obținute găsim:

$$f_2 = f_1 \frac{v}{c}. \qquad (13)$$

In cîmpul electromagnetic, forța f_2 este foarte mică în comparație cu forța f_1 din sistemul mecanic, datorită vitezei luminii c, care este foarte mare.

10. Pentru a caracteriza mișcarea mecanică a unui corp oarecare este necesar să facem o convenție: care este corpul relativ la care se va considera deplasarea. Despre acel corp se spune că el constituie sistemul de referință. Cîmpul electromagnetic, spre deosebire de mediile și corpurile mecanice (substanța) nu poate servi ca sistem de referință. Acest lucru reiese din experiențele lui Michelson și Morley. Trooton și Nobel și o altă serie de savanți și este fundamentat de întreaga teorie a relativității.

IV. Cîteva consecințe

Prin introducerea concepției care prezintă cîmpul drept o formă a materiei devine necesară revizuirea multor chestiuni în vechile cursuri. Să examinăm drept exemple, cîteva dintre consecințele care decurg din noile definiții.

1. Pătrunderea idealismului în știință a fost astfel caracterizată de V. I. Lenin: „Faptul că noua fizică este exploatată de către idealismul filozofic sau că se trag din ea concluzii idealiste, nu este determinat de împrejurarea că s-au descoperit noi aspecte ale substanței și forței, ale materiei și ,mișcării, ci prin aceea că se face încercarea de a se concepe mișcarea fără materie" *).

O astfel de încercare de a concepe mișcarea fără materie o reprezintă interpretarea energetică a cîmpului, foarte răspîndită, care consideră cîmpul drept energie, iar nu ca o anumită formă a materiei. Totodată energia este ruptă în mod artificial de materia indisolubil legată de ea și se consideră mișcarea „liberă" a energiei.

Procesele care au loc în mașinile electrice, transformatoare, aparate, linii de transport, instalații radio etc. nu sînt numai procese energetice, așa cum sînt descrise de obicei. Adoptînd concepția care consideră cîmpul drept o formă a materiei, toate aceste procese trebuie considerate ca transformarea unei forme a materiei în altă formă a materiei. Procesele energetice reprezintă numai un singur aspect al acestor transformări. O dată cu transformarea energiei se produc și transformările de mase, de cantitate de mișcare și de momente de cantitate de mișcare.

Termenii utilizați în prezent ca „radiația energiei", „transportul energiei", „transformarea energiei" în sistemele electrice trebuie înlocuiți respectiv cu termenii: „radiația, transmiterea și transformarea cîmpului electromagnetic". Nu se poate spune că instalațiile electromagnetice „creează" sau „distrug cîmpul". Cîmpul electromagnetic nu se poate nici crea, nici distruge. El poate fi „obținut" pe seama altor forme ale materiei și „transformat" în alte forme ale materiei.

2. In manualele sovietice se spune adesea că două sarcini, doi curenți electrici sau două mase de gravitație „acționează unul asupra altuia" sau „interacționează" cu o anumită forță mecanică și că, în acest timp, ele nu vin în contact, ci se găsesc la o distanță oarecare unul de altul.

Aceste formulări sînt o moștenire a predării idealiste a acțiunii la distanță. In ele nu se spune nimic despre ceea ce se întîmplă între sarcini, curenți sau mase. Aici se ignorează

*) *Materialism și empiriocriticism*, p. 299, Ed. P.M.R., 1948.

rolul cîmpului, asupra fiecărei sarcini, curent sau masă acționînd nu o altă sarcină, curent sau masă, ci *cîmpul lor comun*. Avînd în vedere cele spuse, legea gravitației și legea lui Coulomb ar trebui formulate astfel: „Forța mecanică cu care acționează *cîmpul comun* a două sarcini (sau două mase) situate într-un mediu omogen, asupra acestora, este proporțională cu produsul acestor sarcini (mase) și invers proporțională cu patratul distanței dintre ele".

3. Maxwell își închipuia „curentul de deplasare în vid" ca un proces de deplasare mecanică a particulelor eterului, existent peste tot. Considerînd cîmpul electromagnetic ca o formă a materiei, nu putem lega curentul de deplasare cu mișcarea eterului. Acest curent îl vom lega de procesul de transformare a cîmpului electric în cîmpul magnetic din unda electromagnetică în mișcare care nu există în punctul considerat (unde mai înainte era eterul), dar care sosește în acel loc deplasîndu-se cu viteza luminii. Însuși termenul „curent de deplasare", apărut în perioada concepțiilor mecaniciste asupra fenomenelor electromagnetice nu reprezintă esența procesului, ci impune căutarea unor modele mecanice, acolo unde ele nu există de fel.

Variația intensității cîmpului electric în vid, precum și variația intensității cîmpului magnetic, este însoțită totdeauna de apariția undei electromagnetice. De aceea, pentru fenomenele legate de variația în timp a intensității cîmpului electric în vid ar fi rațional să se introducă termenul de „curent electric de undă", iar pentru fenomenele legate de variația în timp a intensității cîmpului magnetic în vid — „curentul magnetic de undă". Pentru aceste fenomene se recomandă să se mențină termenul de „curent", pentru a nu distruge principiul curentului electric, închis, acesta fiind foarte comod pentru calcule și interpretări".

4. In lumina concepției cîmpului drept o formă a materiei, capătă o interpretare nouă noțiuni ca: rezistență electrică, capacitate și inductanță.

a) *Rezistența electrică*. Pornind de la expresia puterii P a cîmpului electromagnetic, transformată în conductor în căldură și de la expresia densității pierderilor termice p de energie, obținem:

$$P = r\,i^2, \text{ de unde } r = \frac{P}{i^2} = \frac{c^2}{i^2}m, \tag{14}$$

$$p = \rho\,\delta^2, \text{ de unde } \rho = \frac{1}{\delta^2}\,p = \frac{c^2}{\delta^2}m'. \tag{15}$$

Prin urmare, rezistența electrică r este proporțională cu energia P și cu masa m ale cîmpului electromagnetic, care se transformă în unitatea de timp în energie și masă ale particulelor corpului conductor, care participă la mișcarea termică.

Rezistivitatea ρ este proporțională cu densitatea de energie p și densitatea de masă m', dezvoltate în unitatea de timp în conductor și transformate în căldură.

Prin urmare, ajungem la concluzia: *rezistența electrică este proprietatea corpurilor sau mediilor prin care trece curentul, de a transforma cîmpul electromagnetic, formă a materiei, în căldură.*

b) *Capacitate electrică*. Pornind de la expresiile energiei cîmpului electric W_e și de la densitatea sa W'_e, obținem

$$W_e = \frac{CU^2}{2}, \text{ de unde } C = \frac{2}{U^2}\,W_e = \frac{2c^2}{U^2}\,m_e \tag{16}$$

$$W'_e = \frac{\varepsilon E^2}{2}, \text{ de unde } \varepsilon = \frac{2}{E^2}\,W'_e = \frac{2c^2}{E^2}\,m'_e. \tag{17}$$

Prin urmare, capacitatea C este proporțională cu energia W_e și cu masa m_e a cîmpului electric, iar permeabilitatea dielectrică sau capacitatea specifică este proporțională cu densitatea de energie W'_e și cu densitatea de masă m'_e a acestui cîmp.

Pornind de la aceasta, ajungem la concluzia: *capacitatea electrică este proprietatea corpurilor încărcate și a mediului care le înconjoară de a înmagazina energia și masa cîmpului electric.*

c) *Inductanță*. Pornind de la expresia energiei magnetice W_m a cîmpului magnetic și a densității sale W'_m, obținem:

$$W_m = \frac{LI^2}{2}, \text{ de unde } L = \frac{2}{I^2}\,W_m = \frac{2c^2}{I^2}\,m_m \tag{18}$$

$$W'_e = \frac{\mu H^2}{2}, \text{ de unde } \mu = \frac{2}{H^2}W'_m = \frac{2c^2}{H^2}\,m'_m \tag{19}$$

De aci rezultă că inductanța L este proporțională cu energia W_m și cu masa m_m a cîmpului magnetic, iar inductanța specifică sau permeabilitatea magnetică μ este proporțională cu densitatea de energie W'_m și cu densitatea de masă m'_m a cîmpului magnetic.

Prin urmare ajungem la concluzia: *inductanța este proprietatea circuitelor cu curent și a mediului care le înconjoară de a înmagazina energia și masa cîmpului electromagnetic.*

5. La descărcarea capacității sau inductanței asupra unei rezistențe active, variația masei și a energiei cîmpului se supun legilor

$$\left.\begin{aligned} m &= m_0\,e^{-kt} = m_0\,e^{-2\frac{t}{\tau}} \\ W &= W_0\,e^{-kt} = W_0 e^{-2\frac{t}{\tau}} \end{aligned}\right\} \tag{20}$$

aici τ este constanta de timp a circuitelor: m_0 și W_0 sînt valorile inițiale ale masei și energiei cîmpului.

Aceste relații sînt identice cu cele care caracterizează viteza de transformare a elementelor la dezagregarea radioactivă. Viteza relativă (sau constanta radioactivă) se numește raportul dintre masa dm a substanței, dezagregată în timp dt față de masa m, încă nedezagregată a substanței. Din relațiile (20) reiese că

$$\frac{dm}{dt} : m = \frac{dW}{dt} : W = k = \frac{2}{\tau}. \tag{21}$$

Rezultă că în raport cu cîmpurile electric și magnetic ale circuitelor examinate (C, r) și (L, r) mărimea $k = \frac{2}{\tau}$ caracterizează *viteza relativă de transformare a acestor cîmpuri forme ale materiei în căldură*. Timpul $\frac{\tau}{2} = \frac{1}{k}$ este durata medie a unei asemenea transformări, iar $T = \frac{\ln 2}{k}$ este perioada de semitransformare a cîmpului analoagă perioadei de semidezagregare a materiei.

6. Se știe că pentru a descrie o serie de cîmpuri, denumite potențiale, se utilizează sistemul format de liniile de cîmp și de suprafețele echipotențiale. Rețeaua liniilor de cîmp și a suprafețelor echipotențiale se utilizează numai ca un mijloc de calcul.

Considerînd cîmpul drept o formă a materiei, putem da o altă explicație rețelei formate de liniile de cîmp și de suprafețele echipotențiale: această rețea — după cum s-a arătat înainte — caracterizează distribuția spațială a masei și a energiei cîmpului.

7. O serie de cîmpuri, care diferă — în ce privește caracterul — cîmpurile electric, magnetic, cîmpul forțelor elastice, cîmpul gravitațional pot fi reprezentate prin rețele identice de linii de cîmp și de linii echipotențiale. Inainte, acest fenomen se considera ca o analogie, mai mult sau mai puțin accidentală, între fenomene cu caracter diferit. In prezent, considerînd cîmpul drept o formă a materiei, putem vorbi despre proprietățile comune ale acelor forme ale materiei care reprezintă diferite cîmpuri. Imaginea identică a rețelelor formate de liniile de cîmp și liniile echipotențiale caracterizează distribuția identică a masei și energiei în aceste cîmpuri.

(Traducere din revista „*Electricestvo*", nr. 7/1954)

Alegerea motorului de antrenare pentru un generator de sudură cap la cap

Ing. M. BRAŞOVAN

621.34:621.791.753

Se tratează problema acționării unui generator folosit la sudarea cap la cap a șinelor de cale ferată, cunoscîndu-se curba de încărcare, care are o formă particulară, deosebită de acelea întîlnite în literatură. De asemenea, motorul electric propus pentru antrenarea generatorului are o caracteristică de turație diferită de o dreaptă și deci se impune o metodă grafică de calcul pentru verificarea puterii motorului și a momentului de giratie a volanului ales.

Problema alegerii judicioase a puterii motoarelor folosite la acționarea mașinilor, care produc încărcarea intermitentă, este tratată pe larg în literatura tehnică pentru motoare cu caracteristică de turație dreaptă. In acest caz metodele analitice ne conduc ușor la soluție, fiindcă caracteristica motorului se poate exprima sub formă matematică. Pentru cazul acționării cu motoare avînd caracteristică serie sau similară, se indică însă în general numai metodele de calcul în legătură cu fenomenele tranzitorii de la pornire și frînare, precum și metoda de calcul referitoare la acționarea mașinilor cu mișcare alternativă, la care de regulă se aplică volan.

La acționarea mașinilor care produc încărcări intermitente sub formă de șocuri ca spre exemplu laminoarele, se caută în ultimul timp eliminarea volanului folosind motoare cu o putere suficient de mare.

Sînt însă și cazuri, cînd se preferă aplicarea volanului din cauza lipsei unui motor de putere potrivită sau cînd se urmărește folosirea într-un anumit scop a energiei cinetice inmagazinată de volan. In astfel de cazuri este avantajoasă folosirea motoarelor cu excitație serie sau mixtă a căror caracteristică permite ușor volanului să inmagazineze și să cedeze energie cinetică. Un astfel de caz apare la acționarea generatorului de la aparatul de sudură electrică prin contact a șinelor de cale ferată. Energia cinetică inmagazinată de volanul montat pe arborele agregatului motor-generator se transformă în căldură la locul de contact al șinelor.

Incărcarea la bornele generatorului în timpul unui ciclu de sudură variază după curba idealizată *1* din fig. 1, trasată cu linii intrerupte. Operația sudării cap la cap a șinelor constă din 3 perioade. In prima perioadă se face preîncălzirea, cînd piesele sînt apropiate și ținute în contact timp de circa 2 secunde, rezultînd vîrfurile de încărcare, după care piesele se îndepărtează. Apropierea și îndepărtarea alternativă durează pînă cînd locurile de contact ale pieselor au ajuns la o temperatură potrivită, ceea ce durează în cazul șinelor circa 60 s. In perioada a doua de topire, piesele se mențin în contact pînă cînd s-a realizat topirea materialului la suprafețele de contact, după care urmează perioada refulării de scurtă durată, cînd piesele sînt puternic presate una față de cealaltă.

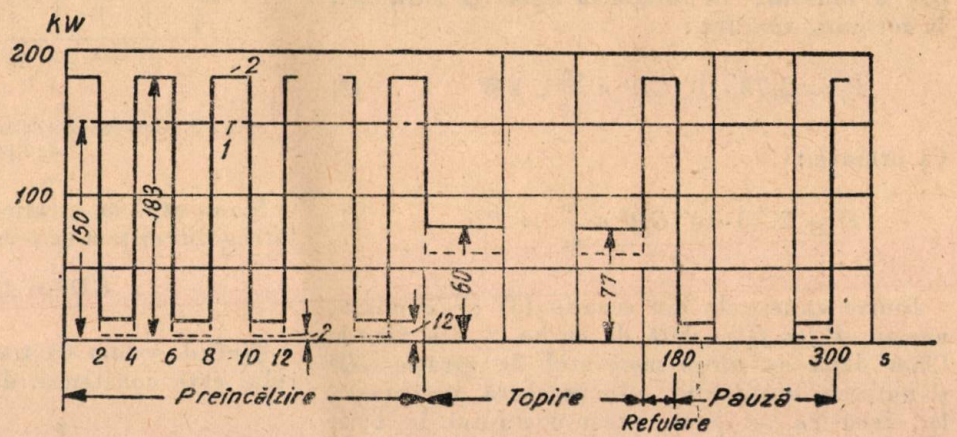


Fig. 1. Curbele de încărcare în timpul unui ciclu de sudură.

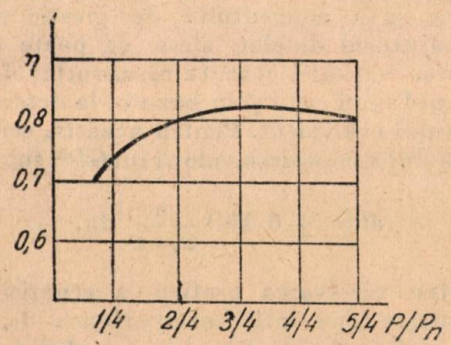


Fig. 2. Curba randamentului generatorului de sudură.

Ținînd seama de variația randamentului generatorului, dată în fig. 2 și că puterea necesară la arborele generatorului în timpul mersului în gol este 12 kW, rezultă la arborele generatorului curba de încărcare *2* din fig. 1, trasată cu linie plină.

In cele ce urmează se va cerceta posibilitatea antrenării generatorului de către un motor de curent continuu, care să poată fi legat la rețeaua de contact al tramvaielor, la tensiunea de 750 V. Se impune aplicarea unui volan la arborele agregatului din cauză, că puterea motorului de antrenare este limitată, iar *turația generatorului în timpul șocurilor de încărcare nu poate fi micșorată mai mult de circa 20%*.

Notînd cu:

P — puterea dată de motor;
P_j — puterea dată de volan, inclusiv toate masele în rotație;
P_s — puterea statică la arborele agregatului; se poate scrie ecuația, cu ajutorul căreia se determină puterea motorului sub forma:

$$P \pm P_j = P_s \qquad (1)$$

în care semnul + se referă la cazul șocurilor de încărcare, iar semnul — la funcționarea în gol a agregatului. Introducînd momentul de giratie GD^2 a maselor în rotație în kgm² și turația n în rot/min, rezultă:

$$P_j = 2{,}73 \cdot 10^{-6} GD^2 \, n \frac{dn}{dt}, \text{ kW} \qquad (2)$$

Ca urmare:

$$P \pm 2{,}73 \cdot 10^{-6} GD^2 \, n \frac{dn}{dt} = P_s. \qquad (3)$$

Dintre mărimile din ecuația (3) se cunoaște numai $P_s = f(t)$ dată de curba 2 din fig. 1. Chiar dacă se alege momentul de giratie GD^2 și puterea motorului, este necesară verificarea lor, ceea ce se poate executa numai în baza variației puterii motorului în funcție de timp $P = f(t)$. Această curbă se obține cu ajutorul diagramei de sarcină $P_s = f(t)$ și a caracteristicii naturale a motorului $P = f(n)$. In cazul motoarelor cu excitație serie și mixtă curba se obține numai pe cale grafică, deoarece caracteristica $P = f(n)$ nu se poate exprima sub formă analitică.

Pentru rezolvarea problemei se alege deci în prealabil puterea nominală a motorului și momentul de giratie GD^2. Cele două mărimi se găsesc într-o strînsă dependență în sensul, că puterea motorului este cu atît mai mică cu cît GD^2 se alege mai mare și invers. De regulă este necesar să se execute calculele în cîteva alternative. Adaptarea uneia sau alteia dintre soluții se face pe baza considerentelor tehnico-economice.

D. P. Morozov indică în cap. VI din „Principiile de bază ale dispozitivelor electrice de acționare" metode, care dau o aproximație destul de bună în anumite cazuri, la alegerea prealabilă a puterii motoarelor, precum și a momentului de giratie.

Ținînd seama de aceste indicații și de faptul că puterea motorului de acționare este limitată se aleg următoarele valori:

Puterea nominală la arbore $P_n = 80$ kW
Tensiunea la borne $u = 750$ V
Turația la mers în gol ideal $n_0 = 1\,500$ rot/min.
Turația nominală $n_N = 1\,070$ rot/min.
Randamentul la puterea nominală $\eta_n = 0{,}9$.

Motorul va avea excitație mixtă în așa fel, încît să aibă caracteristicile motoarelor sovietice de tipul KPD din fig. 3.

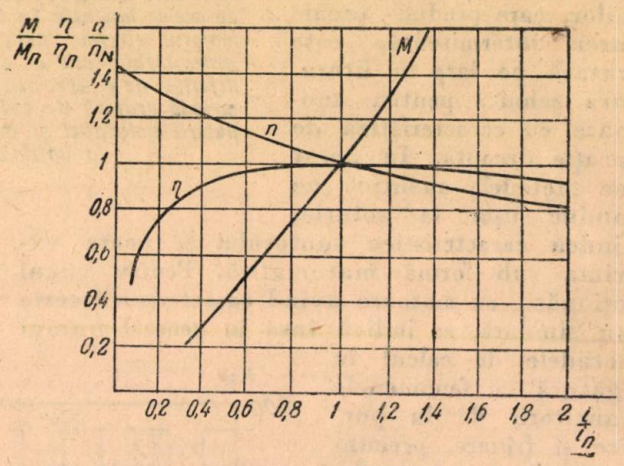


Fig. 3. Caracteristicile motoarelor cu excitație mixtă de tipul KPD.

Momentul de giratie al volanului, inclusiv al întregului sistem de mase în rotație se alege:

$$GD^2 = 220 \text{ kgm}^2.$$

Ținînd seama că tensiunea la bornele motorului este constantă, deci:

$$\frac{P}{P_n} = \frac{i}{i_n} \frac{\eta}{\eta_n} \qquad (4)$$

rezultă, că curentul echivalent poate servi la verificarea puterii nominale alese pentru motor, precum și a momentului de giratie adoptat.

Cu ajutorul datelor alese se poate trece la stabilirea variației curentului absorbit de motor în timpul unui ciclu și în baza ei la determinarea curentului echivalent. Pentru aceasta, ecuația (3) se scrie după înlocuirea valorii lui GD^2, sub forma:

$$dt = \pm 6 \cdot 10^{-4} \frac{n}{P_s - P} dn. \qquad (5)$$

Pentru rezolvarea grafică a ecuației (5) se construește mai întîi caracteristica de turație a motorului $P = f(n)$ în baza curbelor din fig. 3 și ținînd seama de relația (4) și că:

$$ui_n = \frac{P_n}{\eta_n} = \frac{80}{0{,}9} = 89 \text{ kW} \qquad (6)$$

formîndu-se tabela 1.

Curba $P = f_1(n)$ este reprezentată în fig. 4.

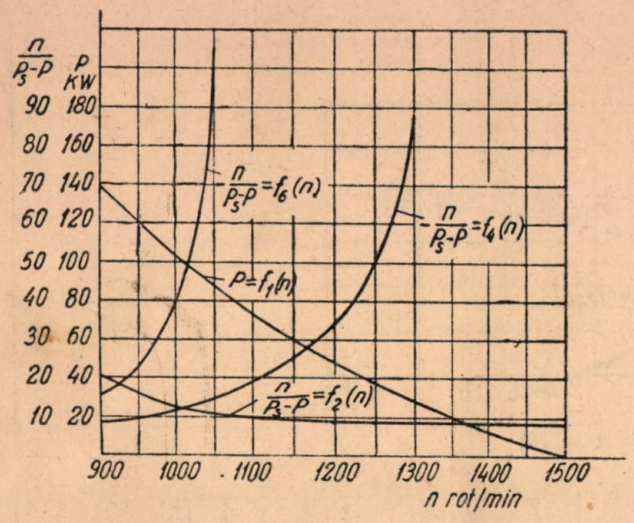


Fig. 4. Curbele $P = f(n)$ și $\pm \frac{n}{P_s - P} = f(n)$.

raport cu timpul $n = f_3(t)$ din fig. 5 în timpul vîrfurilor de încărcare. Durata variației între:

$n = 1\,500 - 1\,300$ rot/min . . . . . $t = 0{,}985$ s
$n = 1\,500 - 1\,100$ „ . . . . . $t = 2{,}065$ s
$n = 1\,500 - 900$ „ . . . . . $t = 3{,}675$ s.

Variația turației în perioada preîncălzirii, cînd încărcarea este $P_s = 12$ kW, se obține în mod analog considerînd în membrul II al ecuației (5) semnul negativ și alcătuind tabela 3.

Curba corespunzătoare: $-\frac{n}{P_s - P} = f_4(n)$ este reprezentată în fig. 4. Făcînd integrarea ecuației (5) pentru acest caz, rezultă variația turației $n = f_5(t)$ din fig. 5. Se obține durata variației turației între

$n = 900 - 1\,000$ rot/min . . . . . $t = 0{,}55$ s
$n = 900 - 1\,100$ „ . . . . . $t = 1{,}41$ s
$n = 900 - 1\,200$ „ . . . . . $t = 2{,}93$ s
$n = 900 - 1\,250$ „ . . . . . $t = 4{,}11$ s
$n = 900 - 1\,300$ „ . . . . . $t = 6{,}04$ s

In perioada topirii are loc o încărcare constantă $P_s = 77$ kW timp de circa 120 s, în

Tabela 1

$ui =$ 20	40	60	80	100	120	140	160	kW
$\eta =$ 0,72	0,825	0,88	0,9	0,9	0,89	0,88	0,865	
$P =$ 14,4	33	52,8	72	90	107	123	138,5	kW
$\frac{n}{n_N} =$ 1,28	1,19	1,1	1,03	0,97	0,92	0,88	0,84	
$n =$ 1 370	1 275	1 180	1 100	1 040	984	940	900	rot/min

Tabela 2

$n =$ 900	1 000	1 100	1 200	1 300	1 400	1 500	rot/min
$P =$ 138,5	103	72	48	27	12	0	kW
$P_s - P =$ 44,5	80	111	135	156	171	183	kW
$\frac{n}{P_s - P} =$ 20,2	12,2	9,9	8,88	8,35	8,2	8,2	

Tabela 3

$n =$ 900	1 000	1 100	1 200	1 300	1 400	rot/min
$P =$ 138,5	103	72	48	27	12	kW
$P_s - P = -$ 116,5	− 91	− 60	− 36	−15	0	kW
$-\frac{n}{P_s - P} =$ 7,74	11	18,3	33,3	86,7	∞	

Ținînd seamă, că în perioada preîncălzirii vîrfurile de putere au valoarea $P_s = 183$ kW, se determină cu ajutorul curbei $P = f_1(n)$ diagrama:

$$\frac{n}{P_s - P} = f_2(n)$$

formînd tabela 2.

In fig. 4 este reprezentată curba $\frac{n}{P_s - P} = f_2(n)$, cu ajutorul căreia se execută integrarea grafică a ecuației (5) rezultînd variația turației în care turația agregatului poate ajunge în jurul valorii nominale. In acest caz curba: $-\frac{n}{P_s - P} = f_6(n)$ din fig. 4 se poate construi în baza datelor din tabela 4.

Tabela 4

$n =$ 900	950	1 000	1 050	rot/min
$P =$ 138,5	119	103	87	kW
$P_s - P = -$ 61,5	−42	26	10	„
$-\frac{n}{P_s - P} =$ 14,7	22,6	38,5	105	

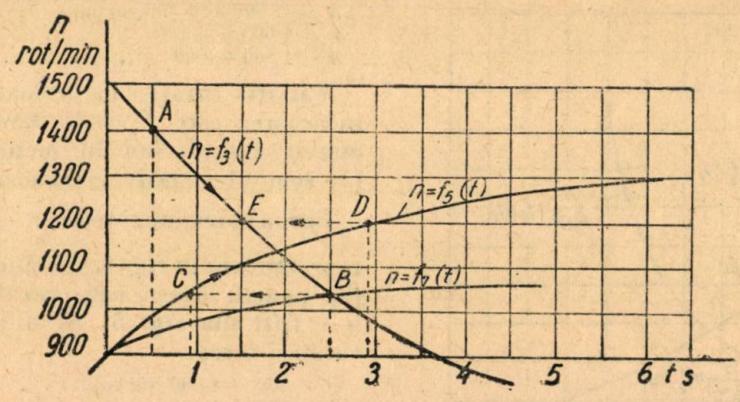


Fig. 5. Curbele $n = f(t)$

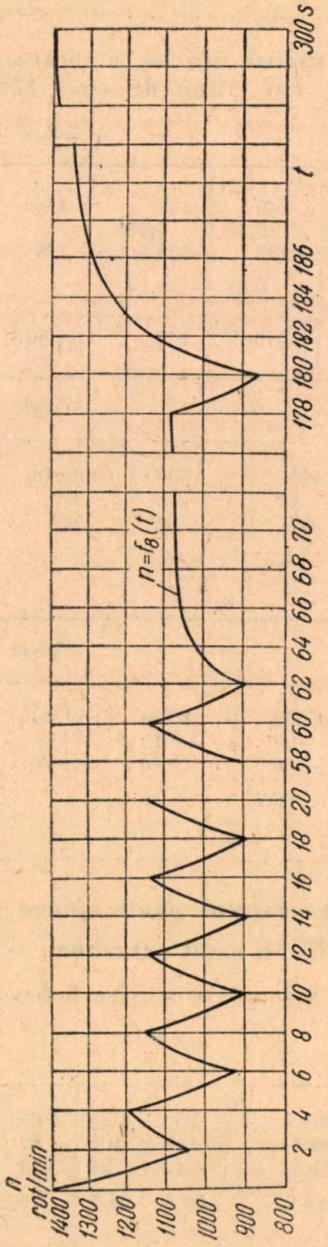


Fig. 6. Variația turației în timpul unui ciclu.

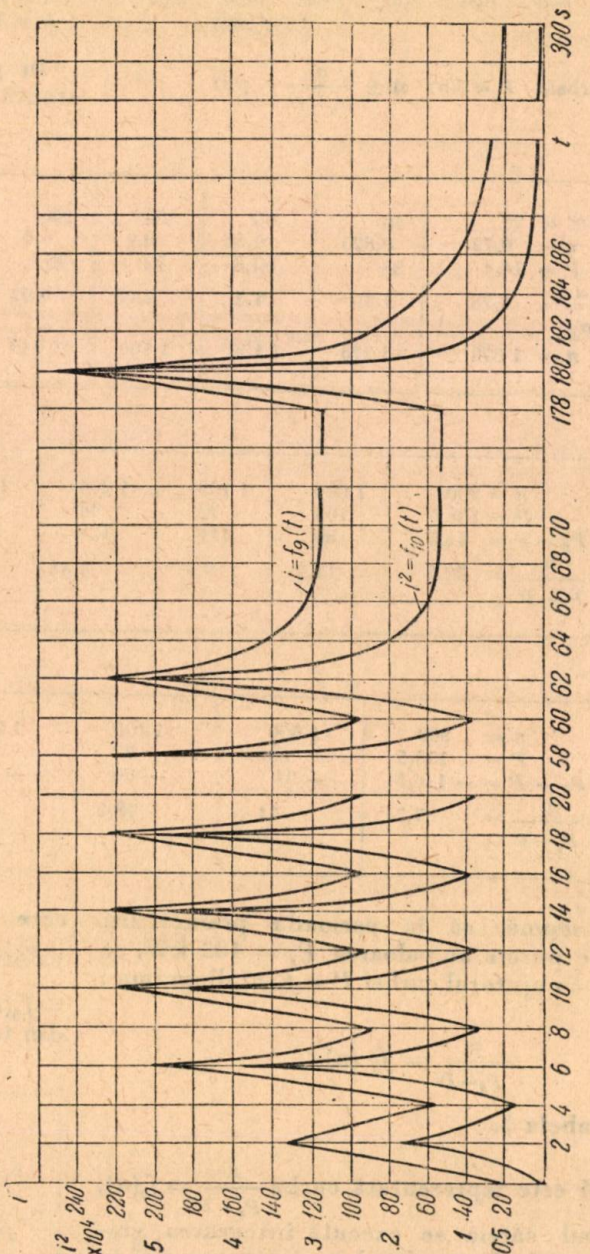


Fig. 7. Variația curentului absorbit de motor în perioada unui ciclu.

Integrarea grafică a ecuației (5) în baza ultimei curbe pentru perioada topirii dă următoarele valori :

$n = 900 - 950$ rot/min . . . . . $t = 0{,}54$ s
$n = 900 - 1\,000$ rot/min . . . . . $t = 1{,}42$ s
$n = 900 - 1\,050$ rot/min . . . . . $t = 3{,}13$ s

cu care se construiește curba $n = f_7(t)$ din fig. 5.

Variația turației agregatului în timpul unui ciclu complect se poate construi în baza curbelor $P = f_1(n)$, $n = f_3(t)$, $n = f_5(t)$ și $n = f_7(t)$. La mersul în gol, înainte de perioada preîncălzirii, motorul fiind încărcat cu $P_s = 12$ kW rezultă din curba $P = f_1(n)$ turația $n = 1\,400$ rot/min. In timpul primului șoc de încărcare turația va descreşte în 2 s pe curba $n = f_3(t)$ din punctul A cu $n = 1\,400$ rot/min pînă în punctul B avînd valoarea $n = 1\,035$ rot/min. In următoarele 2 s motorul merge în gol și turația lui va creşte de la 1 035 rot/min din punctul C de pe curba $n = f_5(t)$ pînă la valoarea $n = 1\,195$ rot/min din punctul D

In următoarele 2 s are loc din nou un vîrf de încărcare și turația descreşte din punctul E depe curba $n = f_3(t)$ ș.a.m.d. Din curba $n = f_8(t)$ (fig. 6.) astfel construită rezultă, că turația descreşte la valoarea cea mai mică egală cu 870 rot/min în perioada refulării. Ca urmare variația maximă de turație raportată la turația nominală este de circa 18,7%. In perioada preincălzirii are loc variația de turație egală cu 16,8%.

Cu ajutorul curbei turației din fig. 3 și a curbei $n = f_8(t)$ din fig. 6 se poate construi curba de variație a curentului absorbit de motor $i = f_9(t)$ precum și $i^2 = f_{10}(t)$din fig. 7 pentru un ciclu complet, ținînd seama, că valoarea nominală a acestui curent este $i_n = \frac{89\,000}{750} = 119$ A. Ultima curbă ne permite determinarea curentului echivalent pe un ciclu după formula :

$$i_e = \sqrt{\frac{\Sigma i^2 \Delta t}{\Sigma \Delta t}} \qquad (6)$$

Se obține :

$$i_e = 106 \text{ A.}$$

Curentul echivalent este 0,89 din curentul nominal și ca urmare încălzirea motorului nu va trece de limita admisă fiind indeplinită și condiția :

$$i_e = (0{,}85 \ldots 1{,}00) i_n.$$

Ținînd seama de variația turației și de valoarea curentului echivalent obținut, motorul și momentul de giratie ales poate fi considerat una dintre soluțiile problemei.

Bibliografie

[1] *Morozov D. P.* :Principiile de bază ale dispozitivelor electrice de acționare, Ed. Tehnică, 1952.
[2] *Popov V. K.* : Bazele acționării electrice, Gosenergoizdat, 1951.

★

ВЫБОР ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ ПРИВОДА СВАРОЧНОГО ГЕНЕРАТОРА ДЛЯ СТЫКОВОЙ СВАРКИ

Резюме

Рассматривается вопрос привода генератора для стыковой сварки железнодорожных рельсов, если известна нагрузочная кривая имеющая особую не встречающуюся в литературе форму. Так же предложенный электродвигатель для привода генератора имеет непрямолинейную скоростную характеристику и значит необходим графический метод расчета для проверки мощности двигателя и выбранного махового момента.

Procedee moderne de reglarea turației motoarelor asincrone trifazate

Ing. S. EIGELES

621.313.333—58

Se analizează stadiul actual al posibilităților oferite de motorul asincron trifazat pentru reglarea turației, descriind pe scurt cele mai uzitate procedee și insistînd în special asupra motorului cu rotor în colivie.

Încă din primele zile ale introducerii acționării electrice a început lupta între acționarea cu curent continuu și cea cu curent alternativ. Timp îndelungat, motorul de curent continuu a avut întîietate pentru acționările care necesită reglarea turației.

Simplitatea construcției, robustețea, siguranța în funcționare și prețul redus ale motorului asincron, în special a celui cu rotor în colivie, precum și generalizarea transportului și distribuției energiei electrice sub formă de curent alternativ trifazat au făcut ca electrotehnicienii să se intereseze din ce în ce mai mult de remedierea deficiențelor prezentate de motorul asincron în ce privește reglarea economică a turației lui.

În prezent, balanța a înclinat în mod hotărîtor în favoarea motorului asincron, tendința tehnicii acționării electrice fiind îndreptată în direcția înlocuirii motorului de curent continuu prin motorul de curent alternativ, pretutindeni unde acest lucru este posibil.

Acest fapt se datorește progreselor realizate în ultimii 30 de ani de teoria acționării electrice și de construcția mașinilor electrice. Aceste progrese au permis să se studieze în adîncime condițiile de funcționare ale mecanismelor acționate, proprietățile acționării cu motoare asincrone și a dus la crearea unor procedee de acționare electrică care găsesc o aplicare din ce în ce mai largă în industrie. Știința sovietică a acționării electrice are un rol de frunte în această privință.

În prezentul articol ne propunem să analizăm stadiul actual al posibilităților oferite de motorul asincron trifazat pentru reglarea turației, descriind pe scurt cele mai uzitate procedee întîlnite în practică, principiile lor de bază, precum și modul de comportare al motorului, insistînd asupra motorului cu rotor în colivie.

Considerăm necesar să amintim întîi pe scurt proprietățile de bază ale motorului asincron trifazat, care deși sînt cunoscute, își au locul într-o privire de ansamblu și sînt necesare pentru înțelegerea materialului tratat.

Vom descrie procedeele de reglare a turației motorului cu rotor în colivie (prin comutarea numărului de poli, variația frecvenței, variația tensiunii de alimentare, suprapunerea cîmpurilor, disimetria tensiunilor aplicate), a motorului cu rotor bobinat (prin introducerea de rezistențe în circuitul rotoric, cuplarea în cascadă) și a motorului trifazat cu colector.

În cadrul procedeelor de mai sus vom descrie și procedeele de reglare a turației cu ajutorul tehnicii ionice și electronice aplicată motoarelor asincrone, care își găsește o aplicare din ce în ce mai largă în acționarea electrică.

Principiul de funcționare a motorului asincron trifazat

Curenții din înfășurarea statoruiui dau naștere unui cîmp învîrtitor. Acesta induce în rotor f.e.m. proporționale cu alunecarea, care este egală cu raportul

$$a = \frac{n_s - n}{n_s}$$

unde n_s este viteza de rotație a cîmpului învîrtitor, iar n este viteza de rotație a rotorului.

Aceste f.e.m. dau naștere unor curenți care, sub acțiunea cîmpului învîrtitor, produc cuplul motor. Acest cuplu este proporțional cu fluxul rezultant în întrefier și cu componenta activă a curentului rotoric. În regim normal, alunecarea are în orice moment valoarea pentru care există concordanță între valoarea curentului rotoric și valoarea cuplului rezistent. Motorul poate suporta suprasarcini momentane. Însă cuplul rezistent nu trebuie să depășească valoarea cuplului maxim pe care motorul îl poate dezvolta, deoarece în acest caz motorul se oprește (se desprinde).

Fig. 1 reprezintă variația mărimilor principale (curent statoric, cuplu motor, pierderi totale, randament și factor

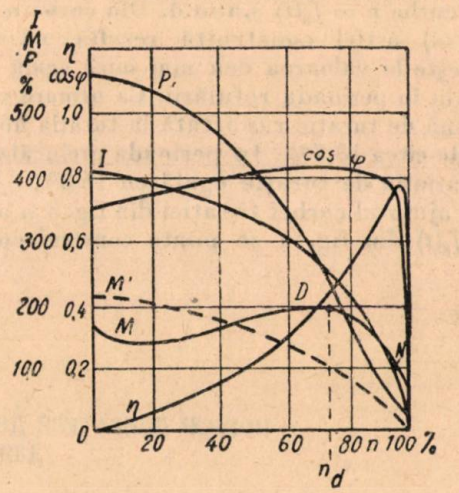


Fig. 1. Curbele caracteristice în funcție de turație ale unui motor asincron trifazat cu rotor în colivie.

de putere) în funcție de turația motorului, pentru un motor normal cu rotorul în colivie, avînd rezistență mică. Primele trei mărimi sînt date în procente din valoarea nominală, iar turația în procente din valoarea ei de sincronism. N este punctul care corespunde valorilor nominale, iar D punctul care corespunde cuplului maxim : n_d este turația de desprindere. Curba M' reprezintă cuplul motor pentru un rotor cu rezistență mare.

După cum se vede din figură, cînd turația scade, pierderile cresc foarte mult. Această proprietate, caracteristică motoarelor asincrone, are un rol hotărîtor în ce privește valoarea practică a diferitelor procedee de reglare a turației la motoare asincrone.

Formula

$$M = k \frac{I_2^2 R_2}{a n_s} \qquad (1)$$

exprimă relația dintre cuplul motor M, pierderile electrice în rotor $I_2^2 R_2$ și alunecarea a (n_s este turația sincronă, iar k o constantă).

Dacă cuplul motor este constant, pierderile electrice în rotor sînt proporționale cu alunecarea. În cazul motoarelor cu rotor în colivie, rezistența rotorică este invariabilă. Rezultă de aici că, dacă cuplul motor este menținut constant, singura posibilitate de reglare a turației, fără a mări pierderile electrice în rotor, constă în a acționa asupra turației sincrone. Aceasta se poate realiza modificînd frecvența tensiunii aplicată rotorului sau numărul de poli ai motorului.

Din comparația curbelor cuplului motor reprezentate în fig. 1. M (rotor cu rezistență mică) și M' (rotor cu rezistență mare), rezultă că, modificînd rezistența rotorică R_2, se poate modifica mersul curbei cuplului motor. Această proprietate ne permite să modificăm valoarea alunecării corespunzătoare cuplului maxim.

Înainte de a încheia acest capitol, mai amintim următoarea proprietate a motorului electric. Dacă un astfel de motor este acționat la un moment dat de un cuplu exterior, turația lui crește și poate depăși valoarea turației sincrone. În acest caz motorul funcționează în regim generator, furnizînd rețelei energie activă și absorbind energie reactivă ; la arborele său motorul produce un cuplu de frînare.

I. Motor cu rotor în colivie

1. **Motoare cu turații multiple** (cu schimbarea numărului de poli). Viteza sincronă de rotație a unui motor asincron depinde de frecvența tensiunii de alimentare f și de numărul perechilor de poli ai statorului p :

$$n_s = 60 \frac{f}{p} \quad (2)$$

Motorul funcționează în regim normal cu o alunecare care este egală cu cîteva procente din turația de sincronism.

Modificînd conexiunile înfășurării statorului, se schimbă numărul de poli ai acestuia ; în felul acesta se obține și modificarea turației motorului. Pentru simplificarea construcției, se utilizează, în general, rotoare în colivie, la care nu este necesară și comutarea înfășurărilor rotorului.

Statorul poate conține înfășurări separate, fiecare dintre ele corespunzînd unui anumit număr de poli. Înfășurarea statorului poate fi însă constituită din bobine care sînt grupate în diferite feluri, pentru a obține diferite numere de poli. Se obțin două turații în raportul 2 :1, de exemplu 1 500 și 750 rot/min, în care caz există și un raport bine determinat între puterile corespunzătoare acestor două turații. Înfășurările fiecărei faze sînt constituite din două jumătăți identice. Conectînd din serie în paralel jumătățile fiecărei faze se schimbă sensul curentului într-una din cele două jumătăți (fig. 2).

În felul acesta numărul de poli se reduce la jumătate, ceea ce are ca urmare că turația sincronă devine de două ori mai mare.

Practic, comutarea înfășurărilor se realizează trecînd de la conexiunea stea simplă la conexiunea stea dublă (fig. 3 *a*), sau de la triunghi la stea dublă (fig. 3, *b*). În primul caz motorul funcționează cu cuplu constant, deoarece la turația dublă numărul spirelor unei faze, care iau parte la crearea fluxului magnetic, se reduce la jumătate, iar tensiunea aplicată fiecărei jumătăți de fază se dublează. Ca urmare, produsul dintre fluxul magnetic și numărul de poli rămîne constant, deci și cuplul motor rămîne constant. În cazul al doilea (fig. 3, *b*), motorul funcționează la putere constantă. Într-adevăr, la turația dublă numărul spirelor se reduce la jumătate, însă tensiunea aplicată pe fiecare jumătate de fază crește numai cu circa 15% ($U : \sqrt{3} = 0{,}57\ U$ în loc de 0,50 U). Produsul dintre numărul polilor și fluxul magnetic se micșorează aproape la jumătate, deci cuplul se micșorează iar puterea rămîne constantă ($P = M\omega$).

În cazul reglării la cuplu constant, la turația redusă motorul furnizează numai jumătate din puterea lui nominală corespunzătoare turației de bază.

Aceste motoare se construiesc și pentru trei sau patru turații. În U.R.S.S. sînt standardizate următoarele tipuri de motoare cu turații multiple :

2 turații 750/1 500 sau 1 500/3 000 rot/min ;

3 turații 750/1 500/3 000, sau 1 000/1 500/3 000, sau 750/1 000/1 500 rot/min. ;

4 turații 750/1 000/1 500/3 000 rot/min.

Reducerea turației sub 375 rot/min (pentru $f = 50$ Hz) nu este economică, deoarece duce la dimensiuni de gabarit prea mari.

Motoarele cu turații multiple oferă posibilități de reglare destul de limitate (6 :1...8 : 1). Fiecărei conexiuni îi corespunde o turație determinată. În numeroase cazuri sînt însă suficiente trei sau patru turații. Pentru aceste cazuri, tipul de motor cu rotor în colivie cu turații multiple reprezintă cea mai simplă și mai bună soluție. Acest tip de motor este robust și sigur, reglarea turației se face fără pierderi și prin manevrarea unui comutator simplu. El este întrebuințat pe scară mare la acționările care nu necesită o reglare continuă a turației, de exemplu la mașini de prelucrarea metalelor prin așchiere, la ventilatoare, pompe, elevatoare, în industria petrolului, a cimentului etc.

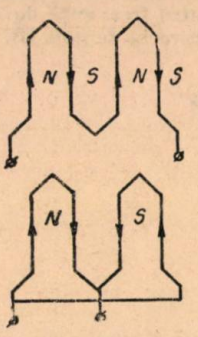


Fig. 2. Schema de comutare a înfășurărilor statorului din serie în paralel.

2. **Reglarea prin variația frecvenței.** Formula (2) arată că turația motorului asincron este proporțională cu frecvența tensiunii de alimentare : acționînd asupra frecvenței se poate realiza reglarea turației. Pentru a realiza o reglare la cuplu motor constant este necesar ca motorul să funcționeze cu un

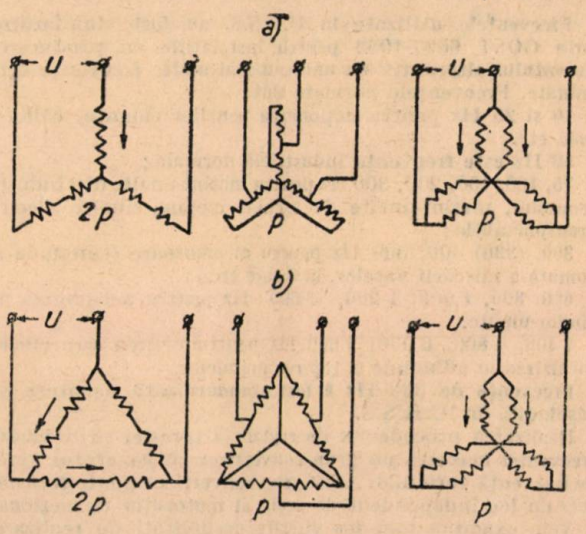


Fig. 3. Schema de comutare a înfășurărilor statorului

flux magnetic constant. Din relația aproximativă $U \approx f\,\Phi$ rezultă că pentru a satisface această condiție este necesar ca

$$\frac{U}{f} \approx \Phi = \text{const.} \quad (3)$$

cu alte cuvinte este necesar ca tensiunea de alimentare să varieze proporțional cu frecvența.

Această observație nu este valabilă decît dacă rezistența rotorului este neglijabilă în raport cu reactanța lui inductivă. Cînd frecvența devine foarte mică, această condiție nu mai este îndeplinită, iar raportul dintre tensiunea necesară și frecvență atinge valori mult mai mari.

Procedeul de reglare prin variația frecvenței este recomandat ori de cîte ori necesităm o gamă întinsă de reglare și cînd împrejurările permit utilizarea motorului cu rotor în colivie, de exemplu acționarea mașinilor din industria textilă, unele instalații de conveiere, acționarea căilor cu role la laminoare etc.

Turația maximă care se poate obține la frecvența industrială de 50 Hz este de 3 000 rot/min. Această turație este insuficientă pentru numeroase mașini unelte de așchiat metale, pentru mașini unelte de prelucrarea lemnului, pentru mașini unelte de șlefuit, care prelucrează orificii de diametru mic etc.

Procedeul de reglare a turației prin variația frecvenței este util și în cazul cînd necesităm motoare de acționare cu o turație superioară valorii de 3 000 rot/min. In ultimul timp se construiesc mașini-unelte de șlefuit acționate de motoare de curent alternativ cu viteze care depășesc 100 000 rot/min. Fig. 4 reprezintă turațiile care se pot obține la motoarele de acționare a acestor mașini-unelte pentru frecvențe de 200 — 2 400 Hz în funcție de numărul de perechi de poli [B. 1].

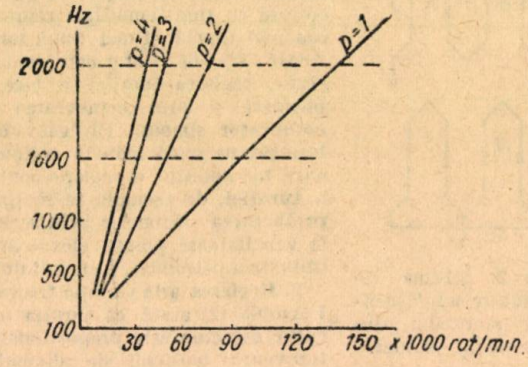


Fig. 4.

Frecvențele utilizate în U.R.S.S. au fost standardizate prin GOST 6697-1953 pentru instalațiile de producere a curentului alternativ cu una sau mai multe frecvențe determinate. Frecvențele normate sînt :

10 și 25 Hz pentru acționarea benzilor rulante, căilor cu role etc.

50 Hz este frecvența industrială normală ;

75, 100, 150, 200, 300 Hz pentru mașini-unelte din industria lemnului, mașini-unelte de așchiat metale, unelte electrice transportabile ;

300, (330) 400, 500 Hz pentru giromotoare (comanda automată a mișcării vaselor, la foraje etc.) ;

600, 800, 1 000, 1 200, 1 600 Hz pentru acționarea mașinilor-unelte.

2 400, 4 800, 6 000, 9 600 Hz pentru călirea superficială, încălzirea în adîncime și topirea metalelor.

Frecvența de 330 Hz a fost standardizată deoarece este răspîndită în U.R.S.S.

Realizarea procedeului de reglare a turației prin variația frecvenței necesită un grup convertizor cu generator special de frecvență variabilă. Acest grup convertizor poate fi instalat într-un loc independent de acela al motorului de acționare.

Vom examina mai jos diferite posibilități de realizare a procedeului de reglare a turației prin variația frecvenței.

a) *Grup convertizor de frecvență cu generator sincron.* Un alternator sincron de turație variabilă, a cărui excitație este menținută constantă, produce un curent sub o tensiune care variază proporțional cu frecvența. Un astfel de generator îndeplinește deci condiția necesară pentru a alimenta motoare cu turație reglabilă la cuplu constant.

Prin variația curentului de excitație avem în plus posibilitatea de a corecta pentru frecvențe reduse valoarea tensiunii aplicată motorului reglabil, cu scopul de a menține cuplul motor constant.

Cele două mașini care alcătuiesc grupul convertizor trebuie dimensionate nu numai pentru puterea nominală a motorului alimentat, ci și pentru a face față puterii cerute la pornire și tuturor proceselor tranzitorii (frînare, reversare), deci pentru o putere mai mare decît cea nominală a motorului alimentat. Din această cauză grupul convertizor cu generator sincron nu este utilizat aproape niciodată în cazul alimentării unui singur motor reglabil. Această soluție prezintă însă anumite avantaje în cazul alimentării unui grup de motoare mici cu rotor în colivie. ale căror procese tranzitorii nu au loc concomitent.

O variantă a grupului convertizor de frecvență cu generator sincron o constituie grupul alcătuit dintr-un motor asincron cu rotor în colivie cu turații multiple alimentat de la o rețea de 50 Hz, acuplat cu un generator sincron. Astfel, se pot obține 2, 3 sau 4 frecvențe determinate în funcție de numărul de viteze ale motorului grupului.

La vitezele sincrone ale motorului grupului, de 3 000, 1 500 1 000 și 750 rot/min, acționînd generatoare sincrone cu 4 pînă la 384 poli, se pot obține toate frecvențele standardizate cuprinse între 25 și 9 600 Hz.

b) *Utilizarea unei mașini asincrone drept convertizor de frecvență.* Utilizarea unei mașini asincrone cu rotor bobinat ca sursă de tensiune de frecvență variabilă se bazează pe faptul că frecvența curentului din rotor este egală cu produsul dintre frecvența curentului din stator și alunecare ($f_2 = f_1 a$) și că tensiunea este proporțională cu această frecvență.

Putem varia alunecarea unei mașini asincrone cuplînd-o cu o mașină cu turație variabilă care exercită un cuplu de frînare, obținînd astfel o turație cuprinsă între turația de sincronism și zero, sau dimpotrivă, un cuplu motor, pentru a roti indusul mașinii în sens invers cîmpului statoric. In cazul din urmă, frecvența rotorului $f_2 > f_1$ (frecvența statorului) ; este deci posibil, chiar în cazul unei turații mici a grupului, să obținem la motorul de acționare alimentat de grup o turație mai mare decît 3 000 rot/min la frecvența rețelei de 50 Hz. Fig. 5 reprezintă schema de principiu a unei asemenea instalații.

Puterea celor două mașini ale grupului depinde de gama de regalare dorită. Dacă nu este necesar ca $f_2 > f_1$, se poate realiza un montaj în cascadă, alimentînd motorul *3* de la rotorul convertizorului *2*, în loc de a-l alimenta de la rețea. In acest caz, convertizorul poate avea dimensiuni mai reduse.

Mașina *2* poate fi acționată și cu un motor asincron cu turație reglabilă sau cu un motor-derivație cu colector. Pentru a utiliza însă din plin posibilitățile de reglare, motorul de acționare al convertizorului trebuie echipat pentru a fi reversibil ; aceasta, deoarece în cazul $f_2 < f_1$, grupul trebuie să se rotească în același sens cu cîmpul învîrtitor, iar în cazul $f_2 > f_1$, în sens invers. Ca exemplu tipic pentru acest procedeu de acționare menționăm cazul unei mașini de frezat acționată de un motor cu rotor în scurtcircuit, montat direct pe capul mașinii, a cărui turație poate fi reglată în mod continuu între 4 000—15 000 rot/min.

Desigur că prezența grupului convertizor necesar pentru alimentarea motorului de acționare scumpește instalația. Se pune deci întrebarea dacă nu este mai avantajos să se utilizeze pentru acționare un motor asincron cu rotor bobinat sau chiar un motor cu colector. Reglarea prin variația frecvenței prezintă totuși avantaje în unele cazuri. De exemplu, cînd spațiul disponibil este abia suficient pentru un motor cu rotor în colivie, cînd motorul de acționare funcționează într-un mediu cu pericol de incendiu sau de explozie, cînd este necesar să alimentăm un număr mare de motoare și, în sfîrșit, cînd turația motoarelor de acționare trebuie să fie mai mare decît 3 000 rot/min.

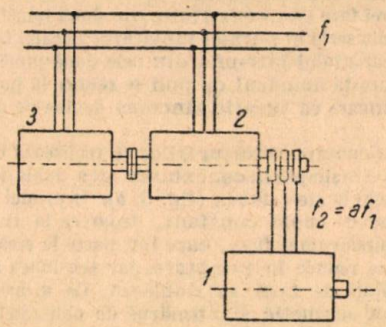


Fig. 5. Schema de principiu a unui grup convertizor de frecvență cu mașină asincronă.

1 — motor alimentat sub frecvență variabilă ; *2* - mașină asincronă funcționînd ca un convertizor de frecvență ; *3* — motorul de acționare al grupului ; f_1 — frecvența rețelei ; f_2 — frecvența rotorului

Dacă este suficientă o reglare a turației numai în cîteva trepte, convertizorul de frecvență poate fi acționat cu un motor cu rotor în colivie cu turații multiple. In acest caz, turația

de sincronism n_{s2} a motorului de acţionare alimentat de convertizorul de frecvenţă este exprimată prin formula :

$$n_{s2} = n_{s1}\left(1 \mp \frac{p_c}{p_M}\right) \qquad (4)$$

în care :

n_{s1} este turaţia de sincronism corespunzătoare frecvenţei f_1 a reţelei ;

p_c — numărul de perechi de poli ai convertizorului de frecvenţă (2) ;

p_M — numărul de perechi de poli ai motorului grupului convertizor.

Semnul minus din formulă corespunde funcţionării grupului în sensul cîmpului învîrtitor al convertizorului, iar semnul plus, funcţionării în sens contrar.

Un exemplu va lămuri acest caz. In cazul unei frecvenţe a reţelei $f_1 = 50$ Hz, dacă convertizorul are şase poli ($p_c = 3$)

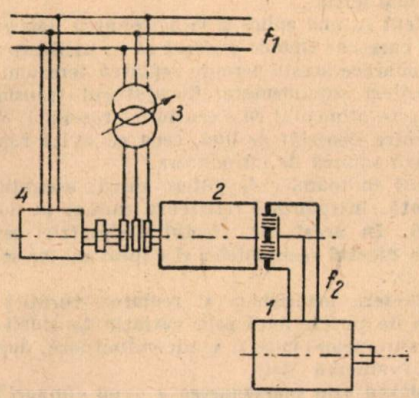


Fig. 6. Schema de principiu a unui grup convertizor de frecvenţă cu comutatoare :

1 — motor alimentat sub frecvenţă variabilă ; *2*-comutatoare ; *3*-transformator de reglare ; *4*-motorul de acţionare al grupului ; f_1 şi f_2 -frecvenţe.

iar motorul care îl acţionează are doi şi patru poli ($p_{M_1} = 1$, $p_{M_2} = 2$) obţinem pentru motorul principal alimentat de grup următoarele turaţii : 375, 750, 1 500, 2 625, 3 000, 3 750, 5 250 şi 7 500 rot/min. Aceste turaţii stau în raportul de 1 :2 :3 :7 :8 :10 :14 :20, gama de reglaj fiind deci 1 : 20.

c) *Utilizarea unei comutatoare.* Comutatoarea utilizată pentru convertizarea frecvenţei (fig. 6) este constituită dintr-un rotor a cărui înfăşurare este conectată pe de o parte la trei inele, iar pe de altă parte la lamelele unui colector, şi dintr-un stator fără înfăşurare. Rotorul este alimentat de la reţea (frecvenţă f_1) pe partea inelelor. Deoarece comutatoarea fără înfăşurare statorică nu poate dezvolta cuplu motor, ea este acţionată de un motor, a cărui turaţie trebuie să fie reglabilă, pentru a da comutatoarei turaţia corespunzătoare frecvenţei dorite.

Motorul (*1*) este alimentat prin colectorul comutatoarei cu o tensiune constantă, egală cu tensiunea aplicată inelelor comutatoarei. Frecvenţa tensiunii aplicată motorului principal (*1*) este exprimată prin formula :

$$f_2 = f_1 \frac{n_s \mp n}{n_s} \qquad (5)$$

în care :

n_s este turaţia de sincronism a comutatoarei ;

n — turaţia reală a comutatoarei.

Semnul lui n este pozitiv dacă maşina se roteşte în acelaşi sens cu cîmpul învîrtitor şi negativ, dacă maşina se roteşte în sens invers. Cînd comutatoarea este în repaus $n = 0$ şi $f_2 = f_1$. Cînd comutatoarea se roteşte în acelaşi sens cu cîmpul avem $f_2 > f_1$, cînd se roteşte în sens invers $f_2 < f_1$. Dacă comutatoarea este rotită în sens invers cu cîmpul, cînd $n_s = n$ vom avea $f_2 = 0$, adică comutatoarea va furniza curent continuu.

Prin deplasarea periilor pe colectorul comutatoarei se poate obţine şi variaţia tensiunii de alimentare a motorului *1*, ceea ce este favorabil pentru lărgirea gamei de reglare.

Pentru obţinerea unei comutaţii satisfăcătoare este necesar ca între reţea şi comutatoare să se intercaleze un transformator care reduce tensiunea la o valoare convenabilă. Acest transformator poate servi şi pentru a modifica tensiunea în funcţie de frecvenţă, astfel încît să se menţină constantă magnetizarea motorului de acţionare (*1*). In acest caz este necesar un transformator reglabil.

Puterea motorului care acţionează comutatoarea trebuie să fie cel puţin egală cu pierderile grupului convertizor. Ea este egală numai cu o fracţiune din puterea motorului principal alimentat de grup. Acest procedeu diferă tocmai prin această particularitate importantă de procedeele descrise mai înainte. Fiecărei valori a frecvenţei, deci a turaţiei, trebuie să-i corespundă o valoare bine determinată a tensiunii. Este deci util ca între dispozitivul de reglare a motorului grupului şi acel al transformatorului să existe o legătură mecanică.

d) *Grupuri convertizoare de frecvenţă cu turaţie constantă.* Cele trei sisteme de grupuri convertizoare descrise mai sus au neajunsul că necesită reglarea turaţiei.

La alternatorul cu colector şi cu poli îngropaţi, de tipul Kostenko-Iampolski şi la alternatorul cu colector cu poli aparenţi de tipul Scherbius, reglarea frecvenţei curentului se realizează pin variaţia frecvenţei curentului de excitaţie, menţinînd turaţia constantă. Acest convertizor de frecvenţă prezintă dezavantajul că este necesară reglarea simultană a frecvenţei curentului de excitaţie şi a tensiunii de excitaţie, pentru a obţine un raport $\frac{U}{f} = \text{const}$. Un alt neajuns îl constituie faptul că pentru realizarea unei comutaţii bune alternatoarele .Scherbius pot fi construite numai pentru frecvenţe mici.

Aceste grupuri convertizoare nu s-au introdus pe scară mare în practică.

Schema din fig. 7 nu prezintă neajunsurile de mai sus [B 5]. Convertizorul de frecvenţă este un generator asincron excitat de la rotor prin condensatoare şi acţionat de un motor cu turaţie constantă (sincron sau asincron). Variaţia frecvenţei se realizează prin variaţia capacităţii condensatoarelor (*4*), variind în acelaşi timp rezistenţele (*5*). Din cauza pierderilor mari în rezistenţe, randamentul sistemului este mic.

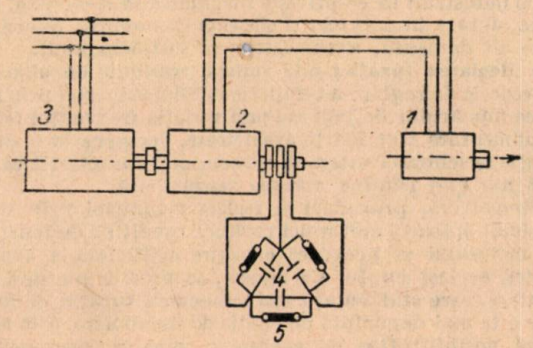


Fig. 7. Schema de principiu a unui grup convertizor de frecvenţă, cu turaţia constantă.

e) *Mutatorul ionic de frecvenţă.* Tehnica ionică şi electronică a lărgit mult posibilităţile de reglare economică a turaţiei motoarelor asincrone. Cu ajutorul supapelor ionice şi cu semiconductoare se poate regla turaţia motoarelor asincrone de putere mică cu rotor în colivie prin variaţia tensiunii aplicate sau prin variaţia frecvenţei tensiunii aplicate. Şi în acest domeniu tehnica sovietică ocupă locul de frunte.

Fig. 8 reprezintă schema de principiu a reglării turaţiei prin variaţia frecvenţei [B 3]. Un număr de motoare asincrone cu rotorul în colivie sînt alimentate de la înfăşurarea secundară a unui invertor *TI*. Frecvenţa acestuia este reglată prin variaţia frecvenţei tensiunii de alimentare a grilelor tiratroanelor *T*. Condensatoarele *C* servesc pentru comutarea tensiunii de alimentare a transformatorului de invertire. Acesta primeşte energia de la un redresor, care nu este reprezentat în schemă.

Redresorul şi invertorul sînt conectaţi între ei printr-o linie de curent cotinuu. Mutatorul independent (redresor-invertor) constituie un sistem elastic de convertire a curentului trifazat, cu reglarea independentă a frecvenţei şi a tensiunii

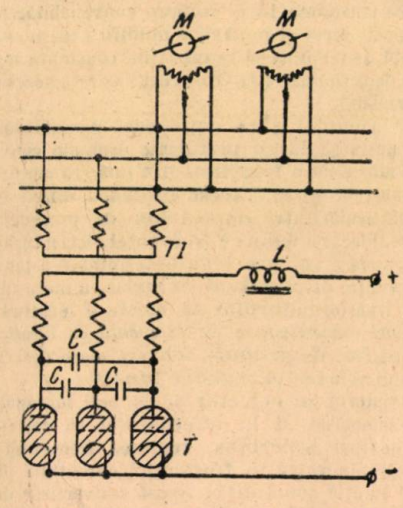


Fig. 8. Schema de principiu a mutatorului de frecvenţă cu conexiune intermediară, de curent continuu:

M-motoare cu rotor în colivie; *TI*- transformator de invertire; *T*-tiratroane; *C*-condensatoare de comutare; *L*-reactor de nivelare.

de ieşire a mutatorului. Cu acest dispozitiv se obţine o gamă de frecvenţă de 110—170 Hz pentru alimentarea unui număr mare de motoare de turaţie mare cu rotorul în colivie, a căror turaţie poate fi reglată între 6 000—10 000 rot/min.

In principiu există şi numeroase alte procedee pentru obţinerea unui curent de frecvenţă variabilă pentru reglarea turaţiei motoarelor asincrone. Tehnica ionică şi electronică oferă vaste posibilităţi în acest domeniu. Pentru a aprecia valoarea practică a acestor procedee trebuie să analizăm dacă ele pot fi realizate pentru puterile şi frecvenţele necesare, dacă ele corespund intregral cerinţelor referitoare la un material industrial în ce priveşte simplitatea în deservire, robusteţea, durata în serviciu şi eficienţa economică. Şi aici, ca în orice alt domeniu, avem datoria să susţinem noul.

3. **Reglarea turaţiei prin variaţia tensiunii de alimentare.** Procedeele de reglare a turaţiei motorului asincron prin schimbarea numărului de poli sau prin variaţia frecvenţei tensiunii de alimentare sînt foarte avantajoase, deoarece la o anumită turaţie se schimbă viteza de sincronism şi caracteristica mecanică $n = f(m)$ rămîne aproape neschimbată.

Dimpotrivă, procedeul de reglare a turaţiei prin variaţia tensiunii aplicată motorului modifică condiţiile de funcţionare ale motorului şi provoacă o mărire artificială a alunecării pentru acelaşi cuplu. Ca urmare, se produc pierderi suplimentare, care sînt cu atît mai mari cu cît turaţia de funcţionare este mai depărtată de turaţia de sincronism. Din această cauză posibilităţile de aplicare a acestui procedeu sînt limitate.

O micşorare a tensiunii aplicată motorului produce micşorarea valorii cîmpului învîrtitor şi ca urmare, micşorarea cuplului motor. Turaţia motorului scade pînă cînd alunecarea devine suficient de mare pentru a restabili echilibrul dintre cuplul motor şi cuplul rezistent. Pentru ca funcţionarea motorului să rămînă stabilă, este necesar ca alunecarea să rămînă sub valoarea care corespunde cuplului critic (maxim) al motorului. Această valoare a alunecării poate fi sporită în cazul cînd rotorul are o rezistenţă mare, astfel încît curba cuplului să aibă forma M′ din fig. 1. Dacă facem abstracţie de saturaţie, cuplul motor al motorului asincron este proporţional cu patratul tensiunii de alimentare. Dacă cunoaştem valorile cuplului şi alunecării, putem calcula tensiunea care trebuie aplicată motorului pentru a obţine un anumit cuplu la o anumită turaţie.

Fig. 9 reprezintă curbele $M = f(n)$ pentru diferite valori ale tensiunii: curba *1* pentru tensiunea nominală, curba *2* pentru 4/5, curba *3* pentru 2/3 şi curba *4* pentru 1/2 din tensiunea nominală. Din examinarea acestor curbe se constată că alunecarea creşte în funcţie de mărimea sarcinii şi este cu atît mai mare, cu cît tensiunea aplicată este mai mică, în timp ce turaţia la gol rămîne practic constantă. Faptul, că turaţia scade repede cînd creşte sarcina şi încălzirea intensă care se produce în cazul alunecărilor mari, rest înge mult domeniul de aplicare al acestui procedeu de reglare.

Procedeul de reglare a turaţiei prin variaţia tensiunii aplicate poate fi folosit cînd cuplul util necesar depinde mult de turaţie, ca în cazul acţionării ventilatoarelor la care gama de turaţii necesare este mică, sau în cazul unei reglări ocazionale şi de scurtă durată.

Tensiunea de alimentare poate fi reglată cu ajutorul unui transformator cu mai multe prize şi cu comutator, a unui transformator cu şunt magnetic sau a unui regulator de inducţie. De asemenea se poate indroduce o rezistenţă variabilă în circuitul statorului, de preferinţă între înfăşurări şi punctul neutru. Acest ultim procedeu este cel mai uzitat, fiind cel mai ieftin.

Procedeul se mai aplică şi la acţionarea bancurilor de trefilare, în care caz trebuie preferat să se utilizeze un transformator, deoarece acesta permite reglarea tensiunii fără a provoca pierderi suplimentare. Cu ajutorul transformatorului, motorul este alimentat cu o tensiune crescîndă, obţinînd astfel o pornire deosebit de lină, ceea ce evită ruperea firului şi uşurează munca de introducere.

In cazul motoarelor de putere mică, aparatura poate fi simplificată, introducînd rezistenţa numai în două faze ale statorului. In acest caz, efectul disimetriei tensiunilor se adaugă la efectul rezistenţelor şi cuplul motor se micşorează şi mai mult.

In încheiere menţionăm şi reglarea turaţiei motoarelor asincrone de putere mică prin variaţia tensiunii aplicate cu ajutorul supapelor ionice şi semiconductoare, după procedeul lui A. G. Ivanenko [B 4].

4. **Reglarea prin suprapunerea a două cîmpuri învîrtitoare.** Reglarea turaţiei unui motor asincron prin mărirea alunecării poate fi obţinută făcînd să acţioneze asupra motorului un cuplu de frînare variabil. Pentru acest scop se utilizează proprietatea motorului asincron de a se opune mişcării atunci cînd el se roteşte în sens invers cîmpului învîrtitor (frînarea în contraconexiune), sau atunci cînd se roteşte cu o turaţie supra-

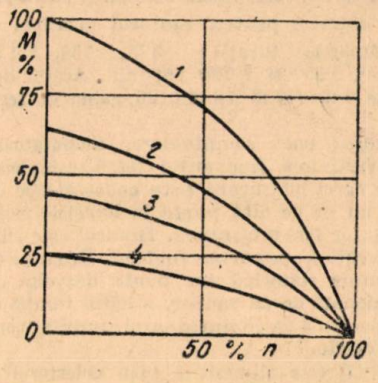


Fig. 9. Diagrama cuplului motoarelor asincrone în funcţie de viteză, pentru diferite valori ale tensiunii de alimentare.

sincronă (frînare prin recuperare). Fig. 10 reprezintă variaţia cuplului motor al unui motor asincron în funcţie de turaţie. Turaţia este pozitivă sau negativă după cum motorul se roteşte în acelaşi sens sau în sens invers cu cîmpul învîrtitor. Cuplul este pozitiv sau negativ, după cum este vorba despre un cuplu motor sau un cuplu de frînare.

Pentru turaţiile suprasincrone, panta curbei $M = f(n)$ este foarte accentuată, cuplul de frînare creşte foarte repede cu turaţia, atingînd repede valori mult mai mari decît valoarea cuplului nominal. In partea haşurată a curbei motorul funcţionează în regim de generator. Cînd turaţia este negativă (frînare prin contraconexiune), cuplul de frînare rămîne practic constant pentru un domeniu larg al turaţiei.

Să ne închipuim acum un grup constituit din două motoare asincrone cu număr diferit de poli, cuplate mecanic şi ali-

mentate de la aceeaşi reţea trifazată. Cuplul rezultant dezvoltat de acest grup este egal cu suma algebrică a cuplurilor celor două motoare. Modificînd cuplul unuia dintre cele două motoare sau al ambelor motoare, putem varia turaţia grupului.

Pentru a evita orice discontinuitate în variaţia cuplului rezultant, este bine să utilizăm motoare cu rezistenţa rotorică

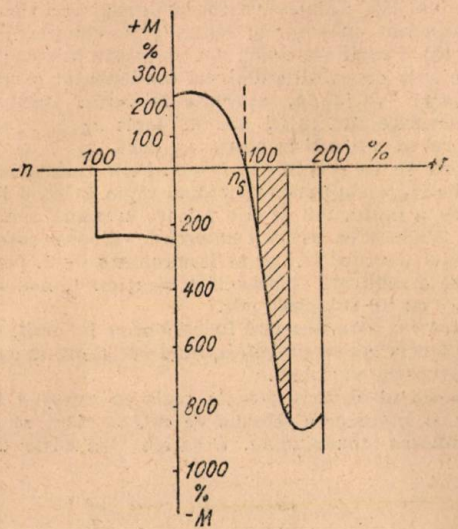


Fig. 10. Variaţia cuplului unui motor asincron în funcţie de viteză :

n-viteza în % din viteza de sincronism; *M*- cuplul în% din cuplul nominal.

mare, deoarece la acestea, în domeniul vitezelor subsincrone, cuplul scade continuu cînd turaţia creşte (curba *M'* din fig. 1).

In cazul grupului de mai sus, motorul care are turaţia mai mică va funcţiona în regim de generator cu turaţii suprasincrone. Cuplul de frînare dezvoltat de acest motor creşte repede în funcţie de viteză şi putem obţine o variaţie rapidă a cuplului rezultant al grupului şi o reglare a vitezei grupului aproape independentă de sarcină. Pe de altă parte, deoarece cuplul motorului cu turaţia mai mare devine pozitiv în cazul turaţiilor subsincrone, rezultă că, în acest caz, grupul va putea suporta suprasarcini momentane mari.

In practică, cele două motoare sînt reunite în unul singur, cu două înfăşurări statorice separate, de polaritate diferită; pentru simplificarea construcţiei, rotorul este în colivie, de construcţie adaptată celor două polarităţi ale statorului. Acest motor cu două înfăşurări secomportă din toate punctele de vedere ca un grup de două motoare cuplate mecanic.

Variaţia necesară a cuplului motor şi a cuplului de frînare poate fi realizată în principiu prin oricare dintre procedeele aplicabile motoarelor asincrone. Procedeul suprapunerii cîmpurilor se aplică în practică numai motoarelor cu rotor în colivie. Din această cauză, variaţia cuplurilor se poate realiza numai prin variaţia tensiunii de alimentare. Deoarece introducerea unor rezistenţi în circuitul statoric duce la discontinuităţi ale reglajului a trecerea din regim generator în regim motor, cea mai economică soluţie o constituie utilizarea unui transformator reglabil.

Fig. 11 reprezintă cîteva curbe ale cuplului obţinute prin aplicarea acestui procedeu.

Trebuie subliniat faptul că acest procedeu permite să se obţină cu un motor cu rotor în colivie o reglare continuă a turaţiei aproape independentă de sarcină; de asemenea că turaţia la mers în gol poate fi fixată după voie între limite destul de largi (n_{s1} . . . n_{s2}) şi că motorul are o capacitate de supraîncărcare momentană foarte mare.

In schimb însă, pierderile în bobinaj cresc repede cu lărgirea limitei de reglare ; încălzirea motorului este atît de mare încît puterea lui nominală trebuie mult redusă. Pe lîngă aceasta, randamentul motorului este destul de mic; recuperarea parţială a energiei prin înfăşurarea de frînare nu este îndestulătoare pentru a produce o creştere sensibilă a randamentului. Folosirea acestui tip de motor nu este deci avantajoasă în regim de durată.

5. **Reglarea vitezei prin suprapunerea unui cîmp continuu** (prin frînare dinamică). Cînd rotorul unui motor asincron se roteşte într-un cîmp uniform constant, curenţii induşi în rotor dau naştere unui cuplu de frînare. Rezultă de aici

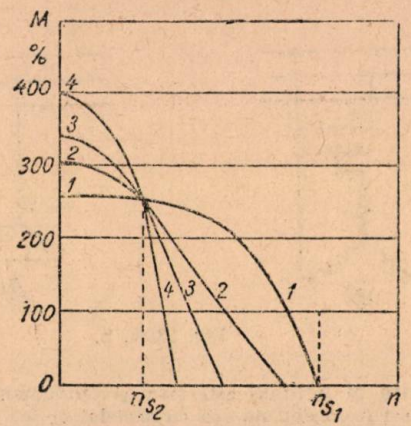


Fig. 11. Caracteristicile de cuplu ale unui motor asincron cu două înfăşurări care produc cîmpuri învîrtitoare care se suprapun:

ns_1 — viteza de sincronism a înfăşurării dezvoltînd cuplu motor; ns_2 — viteza de sincronism a înfăşurării dezvoltînd cuplu de frînare; *M* — cuplul în % din cuplul nominal; *1* — cuplu dezvoltat de înfăşurarea motoare; *2* . . *4* cuplul rezultant aplicînd o tensiune constantă înfăşurării motoare şi tensiuni crescătoare înfăşurării de frînare.

un nou procedeu de reglare a vitezei : se suprapune cîmpului învîrtitor al unui motor cu rotorul în colivie, un cîmp fix, produs de un curent continuu care parcurge o înfăşurare separată a statorului.

In fig. 12. curba *2* reprezintă cuplul de frînare, produs de înfăşurarea de curent continuu, în funcţie de viteza motorului. Acest cuplu trece printr-un maxim (negativ) de valoare mare, cînd viteza descreşte. Curba *1* reprezintă variaţia cuplului unui motor cu rezistenţă rotorică mare. Aceste două curbe au

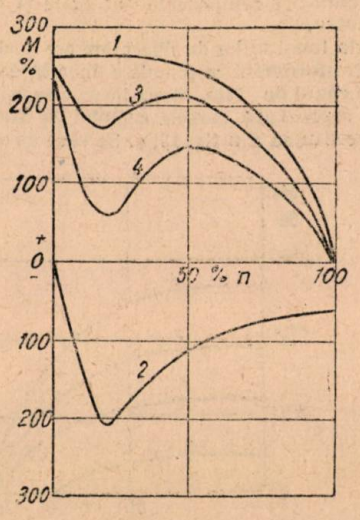


Fig. 12. Curbele cuplului unui motor asincron obţinute prin suprapunerea unui cîmp fix de intensitate constantă peste cîmpul învîrtitor :

M — cuplul în % din cuplul nominal; *n* — turaţia în % din turaţia de sincronism.

forme diferite, deoarece în cazul curbei *2* menţinem constantă valoarea curentului continuu, iar în cazul curbei *1*, cîmpul învîrtitor are valoare constantă. Suprapunînd cuplul de frînare peste cuplul motor, rezultă curbele caracteristice *3* şi *4*, care corespund unor valori diferite ale curentului continuu

care dă naştere cîmpului fix. Maximul negativ pronunţat al curbei 2 (de frînare) dă curbelor 3 şi 4 ale cuplului rezultant inflexiuni care micşorează capacitatea de supraîncărcare a motorului. Forma acestor curbe arată că ele nu sînt prea avantajoase. Pe lîngă aceasta, curentul necesar obţinerii cuplului de frînare este destul de mare, din care cauză căldura

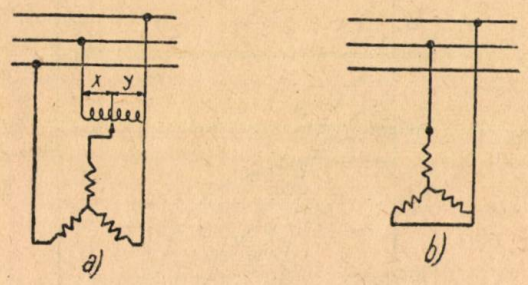


Fig. 13. a, b.

dezvoltată în bobinaj este mare şi randamentul este mic. Nici acest procedeu nu este recomandat de loc în cazul funcţionării în regim de durată.

Din examinarea curbelor caracteristice ale motoarelor (fig. 11 şi 12), se vede că procedeele prin suprapunerea cîmpurilor prezintă avantajul că permit oprirea exactă a mecanismelor acţionate, chiar la viteze mici, datorită înclinării mari a curbei $M = f(n)$.

6. Reglarea vitezei prin disimetria tensiunilor de alimentare. Reglarea vitezei unui motor asincron poate fi obţinută prin introducerea unei disimetrii în cele trei tensiuni ale sistemului trifazat care alimentează motorul, de exemplu ca în schema reprezentată în fig. 13, *a*, în care s-a introdus între două faze un transformator cu mai multe prize. In acest caz, intensitatea cîmpului învîrtitor produs nu mai este constantă, ca în cazul tensiunilor simetrice, ci variază periodic, cîmpul învîrtitor fiind un cîmp eliptic. Acesta poate fi considerat ca rezultanta a două cîmpuri care se rotesc cu aceeaşi viteză, însă în sensuri opuse, ale căror intensităţi diferă între ele cu o valoare determinată de gradul de disimetrie. In cazul extrem, cînd una dintre cele trei tensiuni este nulă (fig. 13, *b*), cele două cîmpuri componente sînt egale şi cîmpul rezultant este alternativ.

Disimetria tensiunilor de alimentare are acelaşi efect asupra funcţionării motorului ca şi acela a două înfăşurări, cu deosebirea că, în cazul de faţă, cîmpurile au aceeaşi viteză.

Fig. 14 reprezintă curbele cuplului în funcţie de rotaţie pentru conexiunea din fig. 13, *a*. Se vede că viteza de rotaţie

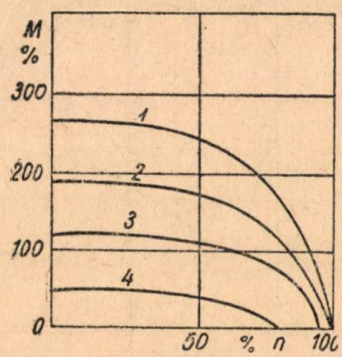


Fig. 14. Caracteristicile de cuplu ale unui motor asincron alimentat de un sistem trifazat disimetric (v. fig. 12 *a*):
M — cuplul în % din cuplul nominal; n — turaţia în % din turaţia de sincronism; *1* — curba cuplului în cazul tensiunilor simetrice ($X/Y = 0$
2 — idem. în cazul $X/Y = 1/4$; *3* — idem. în cazul $X/Y = 2/3$; *4* — idem în cazul $X/Y = 3/2$.

creşte repede cînd sarcina scade; de asemenea că viteza la mers în gol nu poate fi modificată între limite prea largi. Curbele sînt asemănătoare acelora obţinute în cazul reglării prin variaţia tensiunii de alimentare (fig. 9). Acest procedeu prezintă dezavantajul că provoacă pierderi suplimentare mari, din cauza energiei cheltuite pentru a produce cîmpul de frînare. Pe lîngă aceasta, o disimetrie prea pronunţată îngreunează pornirea motorului sau chiar o face imposibilă şi provoacă vibraţii puternice. Un asfel de motor este initilizabil pentru acţionarea maşinilor unelte.

Ing. A. G. Mirer de la Institutul energetic „Molotov" din Moscova [B2] a elaborat o schemă de reglare a turaţiei motorului asincron cu rotor în colivie prin conectare monofazată (fig. 15). Fazele statorului sînt conectate în stea; Z_1 şi Z_2 sînt impedanţe constituite dintr-un condensator şi un reactor cu saturaţia variabilă, conectate în serie. Dacă curenţii de magnetizare sînt astfel stabiliţi încît $x_{L1} < x_c$ şi $x_{L2} > x_c$, motorul se va roti într-un sens, dacă $x_{L1} > x_c$ şi $x_{L2} < x_c$, motorul se va roti în sens invers. Prin variaţia curenţilor de magnetizare suplimentară putem regla în mod lin viteza de rotaţie a motorului de la o valoare maximă oarecare pînă la zero. Alunecarea critică a motorului (valoarea corespunzătoare cuplului maxim) trebuie să fie apropiată de 1, pentru a putea obţine o reducere apreciabilă a turaţiei. Comanda motorului se face cu un tub electronic.

Dacă nu este necesară funcţionarea în ambele sensuri de rotaţie schema se simplifică, fiind suficient un singur reactor cu saturaţie variabilă.

Procedeul descris permite reglarea turaţiei într-o gamă largă şi inversarea sensului de rotaţie fără să fie necesară schimbarea conexiunilor. Deoarece pierderile datorite alu-

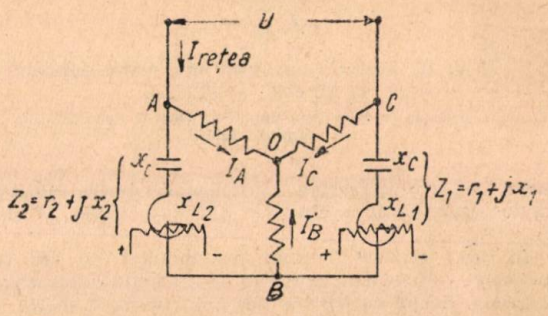


Fig. 15. Schema de principiu a reglării turaţiei prin conectare monofazată.

necării nu pot fi utilizate, motorul se încălzeşte intens mai ales la viteze mici. Din această cauză, procedeul este utilizat numai pentru motoare pînă la cîteva sute de waţi, pentru acţionarea avansurilor la freze de copiat şi la alte maşini unelte de aşchiat metale, la dispozitive de acţionare care necesită reglarea turaţiei, porniri şi inversări frecvente. în special în regim de scurtă durată.

II. Motor cu rotor bobinat

1. Reglarea vitezei prin conectarea unor rezistenţe în circuitul rotorului. Acest procedeu de reglare clasic se poate aplica numai motoarelor asincrone cn rotor bobinat.

Din formula (1) se vede dacă cuplul şi curentul rotoric au valori constante, alunecarea este proporţională cu rezistenţa circuitului rotoric, adică $a_k : a_l = R_{2k} : R_{2l}$, în care k şi l indică stări corespunzătoare la două rezistenţe diferite ale circuitului rotoric. Rezistenţa circuitullui rotoric este alcătuită din rezistenţa înfăşurării, R_{2i} şi din rezistenţa conectată între inelele rotorului, R_{2r}.

Cea mai bună utilizare a motorului este realizată în cazul reglării la cuplu constant (după felul acţionării). In acest caz este necesar să fie satisfăcută relaţia:

$$R_{2r} = R_{2i}\left(\frac{a}{a_n} - 1\right) \qquad (6)$$

în care:

a_n este alunecarea cînd rotorul este în scurtcircuit;
a — alunecarea corespunzătoare valorii R_{2r} a rezistenţei exterioare.

In fig. 16, curba *1* reprezintă cuplul cînd rotorul este în scurtcircuit. Curbele *2*, *3* şi *4* reprezintă curbele obţinute pentru cuplu cînd se conectează rezistenţe de valori crescînde în circuitul rotoric. Se vede din figură că prin acest procedeu nu se poate obţine o reglare a turaţiei de mers în gol şi că viteza variază mult cu sarcina, în special în domeniul vitezelor

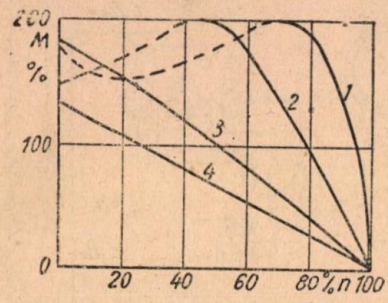


Fig. 16. Curbele cuplului unui motor asincron, obţinute prin introducerea unor rezistenţe în circuitul rotorului.

mici ; de asemenea, că pentru rezistenţe mari, valoarea cuplului maxim al motorului scade simţitor.

Pierderile în circuitul rotoric fiind proporţionale cu alunecarea, procedeul de reglare prin conectarea unei rezistenţe în rotor provoacă pierderi importante cînd alunecarea este mare. Aceste pierderi sînt disipate în reostatul de reglare. Din această cauză, nu are sens ca la viteze mici să reducem sarcina motorului decît dacă răcirea produsă prin autoventilare devine insuficientă. In cazul motoarelor de putere importantă, energia disipată de reostatul de reglare poate fi recuperată, de exemplu în cazane electrice.

Să analizăm cazul acţionării reglabile prin procedeul de mai sus a unui mecanism cu cuplu de ventilator, la care cuplul variază cu pătratul vitezei [B. 8]. Pierderile în circuitul rotoric fiind proporţionale cu alunecarea, sînt exprimate prin relaţia $\triangle P = P_1 (1\text{-}n)$, în care P_1 este puterea absorbită de motor. Puterea mecanică a motorului, în cazul acţionării unui mecanism cu cuplu de ventilator, este proporţională cu cubul vitezei, $P_2 = cn^3$. In acest caz

$$P_1 = P_2 + \triangle P = cn^3 + P_1 (1 - n)$$

de unde :

$$P_1 = cn^2$$

Anulînd derivata lui $\triangle P = cn^2 - cn^3$ rezultă că valoarea maximă a pierderii (14,8 %) are loc pentru o turaţie de 67 % din viteza nominală. Porţiunea haşurată din fig. 17 reprezintă pierderile în funcţie de viteză.

In concluzie, procedeul de reglare prin conectarea unei rezistenţe în circuitul rotoric se aplică pentru acţionarea ventilatoarelor şi pompelor centrifugale, acestea necesitînd un cuplu motor mic la viteze reduse. Cu toate inconvenientele pe care le prezintă, acest procedeu este utilizat şi pentru pornirea şi reglarea continuă a maşinilor mari, în cazul cînd turaţia lor trebuie reglată între 50 şi 100 % din turaţia nominală şi dacă variaţiile de turaţie provocate de variaţia sarcinii nu sînt supărătoare, precum şi la acţionarea mecanismelor cu regim intermitent (de exemplu poduri rulante).

2. Cuplarea în cascadă. Pentru acţionarea mecanismelor izolate, care necesită puteri foarte mari şi funcţionează în regim de durată cu un reglaj permanent al vitezei cu o gamă redusă, se preferă motorul asincron. Acesta poate fi alimentat direct din reţeaua de înaltă tensiune.

Pentru acest fel de acţionări, reglarea prin introducerea unor rezistenţe în circuitul rotoric nu poate fi folosită, deoarece energia de alunecare transformată în căldură în reostatul de reglare este foarte mare, din care cauză acest procedeu este cu totul neeconomic.

In cazul acestor acţionări se utilizează cuplarea în cascadă, care constă în cuplarea în cascadă la rotorul motorului asincron a unor maşini electrice. In felul acesta se obţine un agregat cu turaţia reglabilă atît în sarcină, cît şi în gol.

Cuplarea în cascadă se aplică la acţionarea laminoarelor finisoare de profile, la elevatoare din mine, la suflante etc. cu puteri de la cîteva sute la mii de kW. La acestea, cheltuielile mai mari de investiţii necesitate prin cuplarea în cascadă compensează pierderile de energie care s-ar produce în cazul procedeului prin introducerea unor rezistenţe în circuitul rotoric. Aceste cheltuieli de investiţii nu depăşesc, în general, investiţiile necesitate de o acţionare în curent continuu.

Dintre numeroasele sisteme în cascadă vom descrie numai pe cele utilizate mai mult.

a) *Folosirea unui motor asincron ca maşină auxiliară.* In schema de principiu reprezentată în fig. 18 motorul auxiliar asincron *2*, avînd p_a perechi de poli şi viteza de sincronism n_a este cuplat direct sau prin intermediul unui reductor de viteză (cu raport de demultiplicare u) cu motorul principal *1* (p_p şi n_p). Motorul auxiliar *2* este alimentat de la inelele motorului principal. Pentru a micşora pierderile, motoarele trebuie astfel cuplate încît cîmpurile învîrtitoare ale celor două maşini să lucreze în acelaşi sens. Frecvenţa în circuitul rotoric al maşinii principale este aceeaşi ca frecvenţa în circuitul statoric al maşinii auxiliare. Rezultă de aici că viteza la mers în gol a grupului este exprimată prin formula :

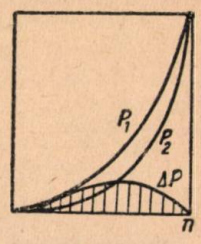


Fig. 17.

$$n_c = \frac{120\, f}{2\, p_p + u\, 2\, p_a} \cdot \qquad (7)$$

Grupul se comportă, în ce priveşte curbele caracteristice ale cuplului şi capacitatea de supraîncărcare, ca un singur motor care ar avea $p_p + up_a$ perechi de poli. Dacă maşina

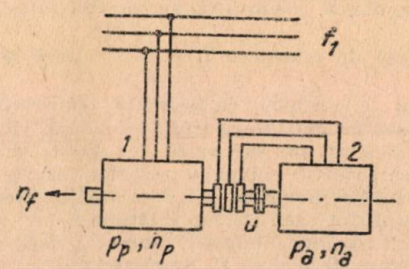


Fig. 18. Schema de principiu a cuplării în cascadă cu motor asincron :
1 — motor principal ; *2* — motor auxiliar.

auxiliară are rotor bobinat, conectarea unui reostat în circuitul ei statoric permite pornirea şi reglarea turaţiei.

Cu acest procedeu se obţine un reglaj fără pierderi, însă factorul de putere este mic.

b) *Cascadă cu comutatoare şi maşină de curent continuu ca maşină auxiliară.* Energia dezvoltată sub formă de curent cu frecvenţa alunecării în circuitul rotoric al motorului principal este convertită de o comutatoare în energie de curent continuu. Această energie este apoi restituită reţelei printr-un grup convertizor sau furnizată unui motor auxiliar de curent continuu cuplat mecanic cu motorul principal (fig. 19).

Această soluţie permite, prin variaţia curentului de excitaţie a maşinii de curent continuu, reglarea vitezei sub viteza de sincronism, atît la mers în gol, cît şi în sarcină. Este însă necesar să se verifice stabilitatea sistemului în vecinătatea vitezei de sincronism. Schema poate fi elaborată astfel încît să se obţină o caracteristică asemănătoare unui motor compund.

In plus, grupul poate contribui într-o măsură oarecare la ameliorarea factorului de putere.

Acest procedeu, care este unul dintre cele mai utilizate, permite reglarea la putere constantă în gama de — 5 %... —45 %. In acest caz, puterea totală instalată este egală cu îndoitul puterii efectiv necesară pentru acţionare. Procedeul este utilizat pentru acţionarea laminoarelor finisoare.

c) *Cascadă cu motor cu colector ca mașină auxiliară.* Viteza unui motor asincron poate fi reglată practic fără pierderi, alimentînd rotorul sub o tensiune numită „tensiune de reglare"

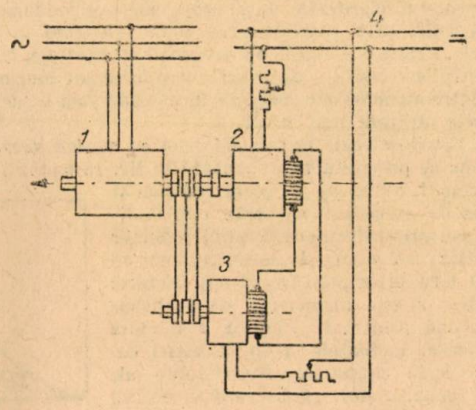


Fig. 19. Schema de principiu a cuplării în cascadă cu motor de curent continuu ca mașină auxiliară

1 — motor principal; *2* — motor auxiliar de curent continuu; *3* — comutatoare; *4* — circuit de excitație.

a cărei frecvență este egală cu frecvența de alunecare. Posibilitatea de reglare a vitezei se bazează pe proprietatea exprimată prin relația

$$M = k\ \Phi\ I_2 \cos \varphi_2 \approx k'\ I_2. \qquad (8)$$

Într-adevăr, cuplul motor este proporțional cu cîmpul și cu componenta activă a curentului rotoric. Dacă intensitatea cîmpului și defazarea curentului rotoric sînt constante, cuplul este direct proporțional cu curentul rotoric. Acesta depinde însă de tensiunea $I_2 = \frac{E_2}{Z_2}$. Dacă se aplică deci rotorului o tensiune cu frecvența alunecării, care să fie în fază sau în opoziție cu tensiunea indusă, viteza motorului trebuie să scadă sau să crească pînă cînd tensiunea rotorului, deci și curentul și cuplul au recăpătat valorile inițiale.

In cazul funcționării în gol, dacă neglijăm pierderile, cuplul și curentul sînt egali cu zero și turația n_0 are o astfel de valoare încît tensiunea indusă în rotor aU_{20} să fie egală și opusă cu tensiunea de reglare U_r. Dacă avem:

$$aU_{20} = -\ U_r \quad \text{și} \quad a_s = \frac{a_s - a_0}{a_s},$$

rezultă:

$$a_0 = a_s \frac{U_{20} + U_r}{U_{20}}. \qquad (9)$$

După cum tensiunea de reglare este în fază sau în opoziție de fază cu tensiunea rotorului, turația motorului poate fi superioară sau inferioară turației de sincronism n_s.

Tensiunea de reglare, care trebuie să aibă neapărat aceeași frecvență cu tensiunea rotorului, este produsă cu ajutorul unei mașini cu colector. Aceasta poate fi un schimbător de frecvență cuplat mecanic cu motorul de reglat sau o mașină compensată cu colector cu excitație prin stator, legată la inelele motorului asincron. Această cascadă este executată pentru puteri pînă la cîteva mii de kilowați și permite o reglare în limitele de ±25% (mașini de extracție, ventilatoare de mină, instalații de ridicat și transportat în porturi).

Procedeul de reglare prin cuplare în cascadă necesită cheltuieli mari de investiții, din cauza numărului mare de mașini costisitoare necesare. La acest dezavantaj se mai adaugă și complexitatea schemelor de comandă precum și tendința de pendulare a motorului principal.

d) *Instalații în cascadă cu mutatori ionici.* In locul sistemelor în cascadă cu mașini cu colector și fără colector, în U.R.S.S. au fost elaborate și sînt în curs de introducere în practică instalații în cascadă alcătuite dintr-un motor asincron și un mutator ionic [B. 3].

Fig. 20 reprezintă schema de principiu a acestui sistem. Mutatorul de frecvență este constituit dintr-un redresor (supapele *4* — *9*) și un invertor (supapele *1* — *3*). La reglarea tu-

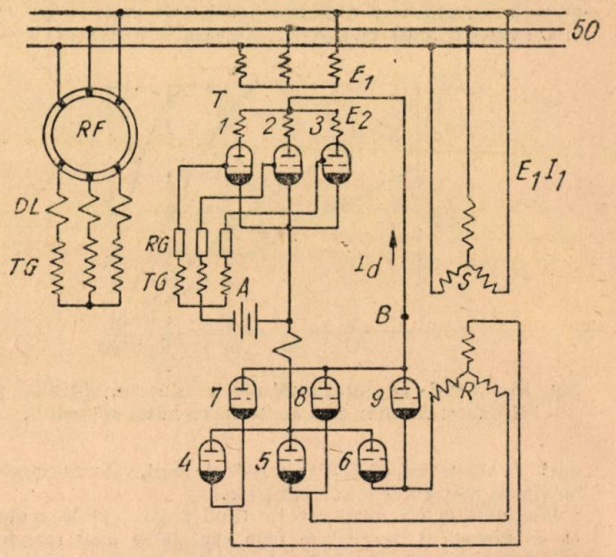


Fig. 20. Schema de principiu a instalației în cascadă cu mutator ionic:

S și *R* statorul și rotorul motorului asincron reglabil; *1*—*3* — supape de la rețea; *4*—*9* — supape din circuitul rotorului; *RF* — regulator de fază; *DL* — bobină de linie; *TG* — transformotor de grilă; *T* — transformator; *RG* — rezistențe de grilă; *A* — sursă de negativare; *D* — bobină de filtrare.

e

rației sub valoarea de sincronism, mutatorul este folosit pentru transmiterea puterii de alunecare din circuitul rotorului în rețea; la reglarea turației peste valoarea sincronă, energia este canalizată de la rețea în rotorul motorului asincron, în care caz unitățile de redresare și invertire își schimbă reciproc funcția.

In cazul dispozitivelor de acționare cu reglarea turației numai sub valoarea de sincronism, supapele grupei de redresare, conectate la rotorul motorului asincron, pot să nu aibe grile. Puterea în curent continuu transmisă de unitățile redresoare din circuitul rotorului poate fi înapoiată rețelei; de asemenea, cu ajutorul unui grup motor-generator, ea poate fi transmisă unui motor auxiliar de curent continuu, montat pe același arbore cu motorul principal.

Variația turației motorului asincron se obține prin reglarea tensiunii de opoziție care acționează în circuitul de sarcină al redresorului. Cu cît această tensiune este mai mare, cu atît tensiunea de alimentare a redresorului trebuie să fie mai mare și deci alunecarea motorului este mai mare, adică turația motorului scade. In cazul cînd puterea de alunecare este primită de o mașină de curent continuu, tensiunea de opoziție se reglează prin curentul de excitație al mașinii; dacă transmiterea puterii de curent continuu se realizează prin invertor, tensiunea de opoziție dezvoltată de acesta este reglată prin grilele lui.

Acst dispozitiv a fost aplicat în U.R.S.S. la acționarea laminoarelor puternice.

III. Motorul trifazat cu colector cu caracteristică derivație

Acest motor reunește în el un motor asincron și un schimbător de frecvență producînd tensiunea necesară pentru reglarea vitezei. Principiul de funcționare a acestui motor a fost descris în revista Electrotehnica nr. 11/1953 [B. 10]. Principiul de reglare rezultă din expresia (9) de mai sus. Motorul dezvoltă cuplul nominal la toate vitezele și reglarea se face practic fără pierderi. Motorul poate fi comandat manual, sau de la distanță. Se obține o gamă de reglare de 1:2..1:5, în cazuri speciale chiar 1:50. Viteza variază foarte puțin cu sarcina afară de domeniul vitezelor mici în care variația este mai accentuată.

Fabricile constructoare din țările capitaliste duc o propagandă susținută pentru răspîndirea acestui tip de motor. Randamentul mai scăzut, îngrijirea atentă pe care o necesită acest motor din cauza colectorului și a condițiilor grele de comutare, costul lor ridicat, fac însă ca motoarele trifazate cu colector să fie puțin răspîndite.

Concluzii

Procedeele de reglare cu curent alternativ se aplică pentru toate tipurile de viteză reglabilă (la putere constantă, la cuplu constant, la cuplu variabil cu patratul vitezei), realizînd în funcție de procedeul ales, o reglare a turației în limite mai mult sau mai puțin largi, cu finețea dorită a reglării.

Există astăzi numeroase procedee de reglare a turației cu curent alternativ; am descris în prezentul articol numai principalele procedee care au valoare practică. Deși există numeroase soluții ale acestei probleme, nu trebuie să pierdem din vedere avantajele tehnice și economice prezentate prin alegerea judicioasă a echipamentelor simple constituite din elemente normalizate.

Motorul cu rotor în scurtcircuit, robust și ieftin, cu reglarea prin schimbarea numărului de poli constituie soluția cea mai bună în cazul acționării mecanismelor care se rotesc cu două sau mai multe viteze fixe și are un cîmp larg de aplicare. Motorul cu rotor bobinat cu reglarea prin reostat are aplicare la un număr restrîns de acționări. Celelalte procedee descrise se aplică numai în cazuri cu totul speciale. Tocmai în aceste cazuri, mai ales cînd este vorba despre acționări importante, tehnica electronică și ionică oferă posibilități mari, încă în curs de studiu.

Problema acționării electrice cu curent alternativ, care să realizeze o gamă mare de reglare cu randament urcat, cheltuieli relativ mici de investiții și siguranță mare în exploatare nu este încă rezolvată în mod satisfăcător. Dezvoltarea teoriei acționării electrice în Uniunea Sovietică și sistemele de acționare electrică din ce în ce mai perfecționate pe care le creează tehnica sovietică asigură calea justă și perspective sigure în rezolvarea problemelor de bază.

Premiul de Stat pe anul 1952 acordat pentru proiectul acționării cu curent alternativ a utilajului unui furnal mare (autor: ing. D. Damsker), trebuie să constituie un imbold pentru dezvoltarea și extinderea acționării electrice cu curent alternativ.

Bibliografie

[1] *Plis G. S.*: Seria de frecvențe nominale de curent alternativ, Elektricestvo, 4/1954.

[2] *Mirer A. G.*: Funcționarea motorului asincron trifazat într-o schemă specială de conexiune monofazată. Elektricestvo 6/1953.

[3] *Kaganov I. L.* : Aplicarea electronicii în industrie, Elektricestvo, 7 și 8/1953.

[4] *Ivanenko A. G.*: Reglarea automată a motoarelor asincrone, Elektricestvo, 6/1952.

[5] *Golovan A. T.*: Dispozitivele electrice de acționare, Editura Energetică de Stat, 1952.

[6] *Cilikin M. G.*: Curs general de acționare electrică, Editura Energetică de Stat, 1954.

[7] *Piotrovski L. M.*: Mașini electrice, Editura Energetică de Stat, 1953.

[8] *Lehmann W.*: Elektrotehnik u. elektromotorische Antriebe, Springer, 1933.

[9] *Lusser P.*: Drehzahlregelung bei dem asynchronen Drehstrommotoren, B.B.C. Z. 1950.

[10] *Eigeles S.*: Procedee moderne de reglarea turației la motoare electrice, Electrotehnica, nr. 11/1953.

★

СОВРЕМЕННЫЕ СПОСОБЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ АСИНХРОННЫХ ТРЕХФАЗНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Резюме

Анализируются актуальные возможности регулирования скорости асинхронного трехфазного двигателя, кратко описывая наиболее часто употребляемые способы и настаивая в особенности на двигателе с ротором в виде беличьего колеса.

Despre automatizarea schemelor electrice la tramvaie

Ing. GH. TURBUȚIU

621.337—523

Se analizează condițiile pe care trebue să le îndeplinească comanda automată la tramvai și se expun cîteva scheme posibile de automatizare.

Cerințele din ce în ce mai mari ale transporturilor urbane în comun necesită între altele și mărirea vitezei de circulație. Pentru tramvaie, unde distanța între stații este mică și intersecțiile de străzi multe, ridicarea vitezei de circulație cere rezolvarea unei serii întregi de probleme noi, cum ar fi: mărirea accelerațiilor și decelerațiilor, posibilitatea de trecere directă și imediată de la un regim la altul etc.

Mărirea vitezei de circulație pune într-un mod deosebit de serios problema securității în circulația pe stradă. Numai rezolvarea neîndoelnică a problemei securității poate să ne permită trecerea la viteze ridicate.

Schemele obișnuite de comandă directă sau indirectă, neautomate, nu pot face față cerințelor noi, micșorînd în acelaș timp efectul motoarelor puternice și de mare turație.

O rezolvare cu succes a problemelor de mai sus este posibilă numai în cazul automatizării complete a conducerii, lăsînd pe seama manipulantului numai *alegerea* regimului dar nu și *realizarea* lui.

In cazul comenzii neautomate, trecerea rapidă dela un regim la altul, de exemplu dela pornire la frînare, este posibilă numai prin trecerea prin poziția inițială. Realizarea unui regim oarecare este lăsată pe seama manipulantului, și ea depinde de gradul de calificare al acestuia. In cazul comenzii automate sistemul de comandă „urmărește" regimul vagonului și se acomodează lui în așa fel, încît în orice moment să permită trecerea directă de la un regim la altul și realizarea automată a regimului dorit de manipulant fără amestecul acestuia în realizarea lui.

Comanda automată bine pusă la punct poate să asigure:

1) trecerea directă dela pornire la frînare și invers;

2) trecerea rapidă de la mers în liber la pornire și frînare;

3) trecerea directă din mers cu curent la frînare la orice viteze ale vehiculului.

Inafară de aceasta comanda automată dă o mai bună folosire a motorului electric (vezi și articolul „Calculul pornirii și influența numărului de trepte reostatice asupra acceleraței vehiculelor electrice de curent continuu" din nr. 1/1955) și posibilitatea de a obține:

a) pornirea lentă automată cu alegerea acceleraței dorite;

b) frînare reostatică automată lentă cu alegerea deceleraței dorite.

Ne vom opri în cele ce urmează asupra cîtorva probleme principiale ale automatizării în tracțiunea electrică, trecînd apoi în revistă cîteva scheme posibile, unele din ele folosite larg în tehnica din U.R.S.S. și alte țări. Considerăm că în toate schemele care vor urma reostatele folosite sînt reostate tip colector, care permit obținerea unui mare număr de trepte reostatice.

Determinarea caracteristicii de pornire și frînare

In fig. 1 este dată schema principială de reglare a pornirii unui motor electric și de frînare reostatică. Pentru regimul motor avem relația de bază:

$$U = I\,(r + R) + Cv\Phi. \qquad (1)$$

Punem condiția ca pornirea să se facă cu curent constant: $I_p = \text{const.}$
Din relația (1) avem:

$$R = \frac{U}{I_p} - \frac{Cv\,\Phi_p}{I_p} - r \qquad (2)$$

unde R este rezistența reglabilă a reostatului

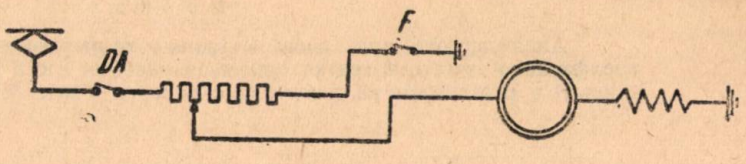


Fig. 1

iar r este rezistența ohmică interioară a mașinii. Derivînd relația (2) în raport cu timpul, obținem:

$$\frac{dR}{dt} = -\frac{C\Phi_p}{I_p} \cdot \frac{dv}{dt} \qquad (3)$$

sau

$$\frac{dR}{dt} = -\frac{C\Phi_p}{I_p} \cdot \frac{F_p - W}{M} \qquad (4)$$

unde F_p este forța de tracțiune în timpul pornirii;

M — masa vagonului;

W — rezistența la mers a convoiului.

In cazul frînării reostatice vom avea relația:

$$Cv\Phi_F = I_F\,(r + R) \qquad (5)$$

de unde

$$R = \frac{Cv\,\Phi_F}{I_F} - r \qquad (6)$$

şi derivînd

$$\frac{dR}{dt} = \frac{C\Phi_F}{I_F} \cdot \frac{dv}{dt} \qquad (7)$$

relaţia $\frac{dR}{dt} = \pm \frac{C\Phi}{I} \cdot \frac{F \pm W}{M}$ se numeşte caracteristica de pornire şi frînare, prescurtat C.P.F. Această caracteristică determină viteza de scoatere a rezistenţelor pentru a obţine un curent oarecare de pornire dat. Să construim această caracteristică. In fig. 2 curbele $F = f(I)$ şi $C\Phi = f(I)$ sînt date. Făcînd pe rînd operaţiile indicate în relaţia (4) obţinem curba *1* în ipoteza $W = 0$ şi curba *2* în cazul cînd $W > 0$. Din curbele obţinute se vede că o dată cu mărirea curentului de pornire pe care vrem să-l stabilim, trebuie să crească şi viteza de scoatere a rezistenţelor (nu proporţional însă).

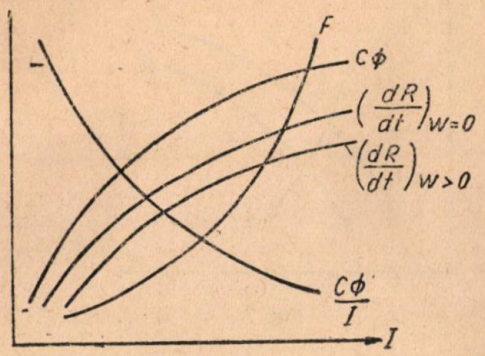


Fig. 2

Sistemul de comandă trebuie astfel ales, încît să poată da, în funcţie de curentul motorului de tracţiune, vitezele de reglare a rezistenţei, conform caracteristicii de pornire şi frînare. Curba $\frac{dR}{dt} = f(I)$, care arată cum se schimbă viteza de reglare a rezistenţelor de către sistemul de comandă, în funcţie de curentul motorului de tracţiune, se numeşte caracteristica sistemului de comandă.

Avem deci

$\frac{dR}{dt} = \varphi(I_p)$ — caracteristica de pornire şi frînare — CPF

şi

$\frac{dR}{dt} = f(I)$ — caracteristica sistemului de comandă C.S.C.

Principial sînt posibile cîteva curbe C.S.C. Ele sînt reprezentate în fig. 3.

Curbele *1* şi *1'* sînt corespunzătoare demarajului cronometric,*) dependente de curent, curba *2* este corespunzătoare demarajului cronometric, independentă de curent, iar curba *3* este o curbă de curent constant.

Să vedem acum în ce măsură corespund aceste caracteristici necesităţilor de bază ale unui sistem de comandă.

1. *Stabilitatea.* Vom lua două poziţii ale curbelor

$$\left(\frac{dR}{dt}\right)_{CPF} \quad \text{şi} \quad \left(\frac{dR}{dt}\right)_{CSC}.$$

Punctul de intersecţie *A* din fig. 4 determină curentul la care sistemul de comandă îndeplineşte cerinţele pornirii. Caracteristica $\left(\frac{dR}{dt}\right)_{CSC}$ este stabilă deoarece la o mărire oarecare a curentului, viteza de scoatere a rezistenţelor se va micşora şi deci se va micşora şi curentul

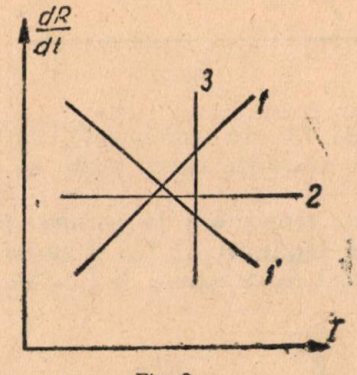


Fig. 3

schemei de forţă, iar la o micşorare oarecare a curentului viteza de scoatere a rezistenţelor se va mări, ceea ce va duce la restabilirea curentului iniţial.

Caracteristica $\left(\frac{dR}{dt}\right)_{CSC}$ din fig. 5 nu este stabilă. Intr-adevăr măririi curentului de forţă îi va corespunde o mărire a vitezei de scoatere

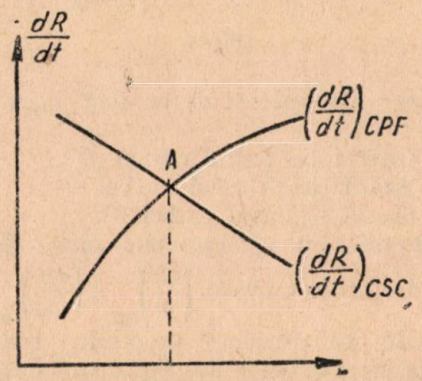


Fig. 4

a rezistenţelor, deci unei şi mai mari măriri a curentului de forţă. Micşorarea curentului va trage după sine o micşorare şi mai pronunţată a acestuia şi aşa mai departe. Analizînd fig. 4 şi 5 ajungem la următoarea relaţie necesară pentru stabilitate:

$$\frac{d}{dI}\left(\frac{dR}{dt}\right)_{CSC} < \frac{d}{dI}\left(\frac{dR}{dt}\right)_{CPF} \qquad (8)$$

*) Prin demaraj cronometric se înţelege pornirea prin scoterea rezistenţelor, în funcţie de timp.

După cum se vede caracteristicile *1'* şi *2* corespund întotdeauna condiţiei de stabilitate,

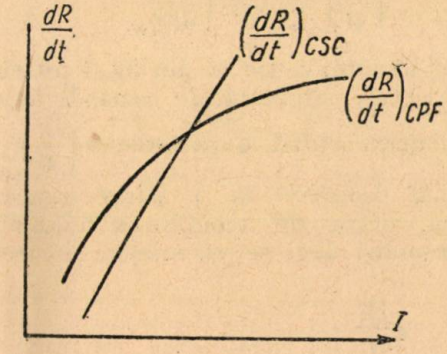


Fig. 5

caracteristica *3* nu corespunde, iar caracteristica *1* în anumite cazuri poate să nu corespundă.

2. **Procese tranzitorii la pornire fără întîrzieri şi fără legănări.** In fig. 6 curba *A* arată variaţia forţei de tracţiune în funcţie de viteza

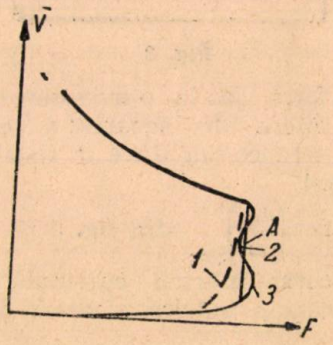


Fig. 6

de pornire. Apropierea de această curbă poate fi făcută:

a) cu întîrziere (cazul curbei *1*);
b) cu exactitate (cazul curbei *2*);
c) cu oscilări (cazul curbei *3*).

In general, cu cît este mai mare diferenţe dintre ordonatele curbelor $\left(\frac{dR}{dt}\right)_{CSC}$ şi $\left(\frac{dR}{dt}\right)_{CPF}$ cu atît mai repede se produce procesele tranzitorii. Numerotarea curbelor din fig. 6 şi 3 corespund. Aceasta nu exclude posibilitatea alegerii caracteristicei *2*. Prin anumite măsuri, de exemplu prin obţinerea unei caracteristici de pornire şi frînare corespunzătoare, se poate obţine un proces tranzitoriu acceptabil.

3. *Stabilirea exactă* a rezistenţei necesare conform vitezei vehiculului la trecerea la frînarea reostatică.

Se ştie că autoexcitarea maşinii se face cu o oarecare întîrziere. In timpul cît excitaţia se restabileşte sistemul de comandă continuă să lucreze. Dacă viteza de scoatere a rezistenţelor este mare în momentul cînd curentul circuitului de forţă trece prin zero (cazul curbei *1'*), sistemul de comandă poate să scoată din circuit o rezistenţă mai mare decît este necesar, ceeace duce la şocuri electrice şi mecanice, puternice.

4. *Gradul de menţinere* constantă a valorii acceleraţiei vehiculului în diferite condiţii (încărcătură, rampe). In fig. 7 se dau două caracteristici de demaraj şi frînare ale unuia şi aceluiaş vagon, în condiţii deosebite. (Curba *1* pentru pornire în palier, curba *2* pentru pornire pe rampă). Curba *3* arată în mod calitativ cum trebuie să se schimbe curentul pentru a avea una şi aceeaşi acceleraţie în diferite condiţii. După cum se vede din fig. 7, condiţiei *4* îi corespunde mai bine curba *1'* din figura 3.

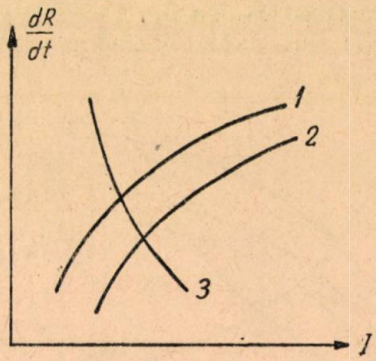


Fig. 7

Analizînd cele 4 condiţii enumerate mai sus, ajungem la concluzia, că cea mai nimerită caracteristică de comandă este aceea care are forma curbei din fig. 8.

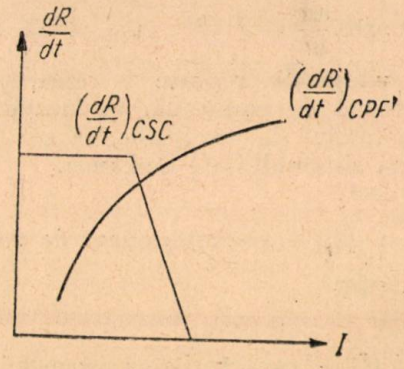


Fig. 8

Vom trece acum la examinarea schemelor de principiu a cîtorva sisteme de comandă automată.

Schema Politehnicii din Leningrad

Servomotorul SM, acţionînd sub diferenţa de tensiune dintre bateria de acumulatori şi cea culeasă depe rezistenţa R_{SM}, deplasează peria P reglînd astfel rezistenţa R_p.

Pentru circuitul servomotorului putem scrie

$$U_b = i\,(r+R_{SM}) + C\,\Phi_{SM}\,n_{SM} + I\,R_{SM} \qquad (9)$$

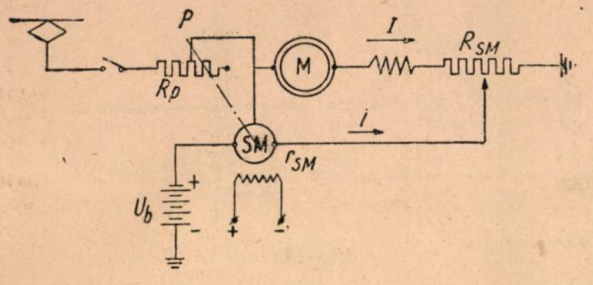


Fig. 9

de unde

$$n = \frac{U_b - i\,(R+R_{SM})}{C\,\Phi_{SM}} - \frac{R_{SM}}{C\,\Phi_{SM}}\,I \qquad (10)$$

adică $n = f\,(I)$ este o dreaptă. Dînd lui R_{SM}

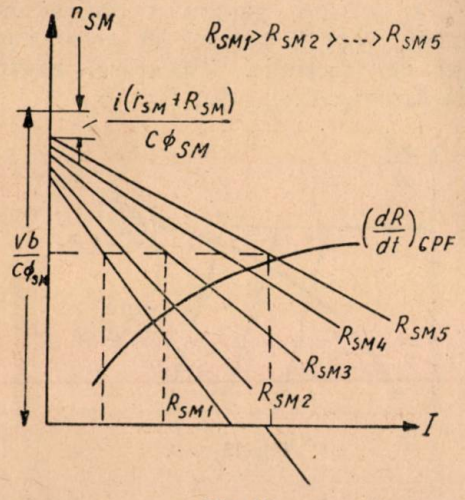


Fig. 10

diferite valori, obţinem o familie de drepte, intersecţia cărora cu curba $\left(\frac{dR}{dt}\right)_{CPF}$ dau punctele de funcţionare normală al întregului sistem (fig. 10).

Curentul i_{SM} este constant, deoarece masa sistemului de reglaj este constantă (se are în vedere regimul stabil). In momentul cînd $n=0$, avem $U_b - i\,(r + R_{SM}) - R_{SM}\,I = 0$

sau

$$i = \frac{U_b - R_{SM}}{r+R_{SM}}\,I. \qquad (11)$$

Creşterea mai departe a lui I va duce la micşorarea lui i pînă la valoarea zero, apoi la schimbarea direcţiei lui i şi creşterea lui. Atît timp cît valoarea lui i este egală cu zero sau apropiată lui, servomotorul va sta pe loc. Deci avem o zonă oarecare, unde servomotorul nu va reacţiona schimbărilor lui I. Numim această zonă „zona moartă". Ea este caracterizată de termenul $\frac{i\,(r+R_{SM})}{C\,\Phi_{SM}}$.

Acest sistem, cu toate că este foarte simplu, poate să dea, după cum se vede, caracteristici convenabile pentru comanda automată. Lipsa principală a acestei scheme este viteza mare care se obţine la trecerile la frînare electrică reostatică. Viteza de rotaţie a servomotorului poate să fie de 10—12 ori mai mare la curent $I = 0$ decît în serviciul normal, ceeace prezintă un pericol pentru frînarea reostatică.

Totuşi simplicitatea acestei scheme face de dorit folosirea ei. Problema folosirii acestei scheme constă în retezarea acestor caracteristici, după linia orizontală punctată de pe fig. 10, adică micşorarea vitezei servomotorului la curenţii mici. Pentru a realiza aceasta, autorul acestui articol propune schema din fig. 11.

In momentul cînd curentul devine mai mic

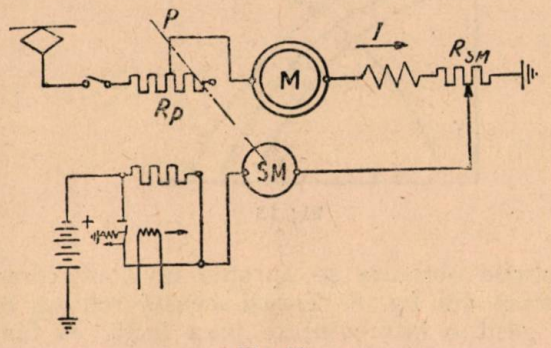


Fig. 11

decît o valoare dată, arcul desface contactorul I. Prin aceasta în circuitul servomotorului se introduce o rezistenţă mare, care micşorează viteza servomotorului.

Cu cît rezistenţa R_{SM} aleasă de **manipulant** este mai mare, cu atît mai mult trebuie slăbită şi acţiunea arcului. Prin aceasta curenţii la care contactorul I va întrerupe vor fi mai

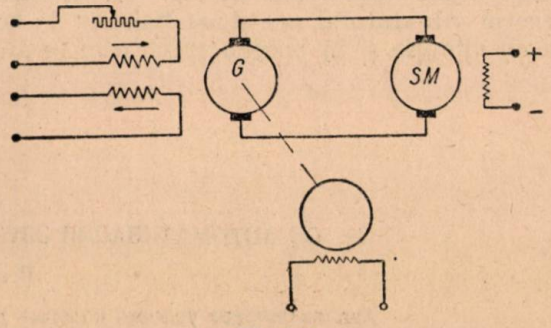


Fig. 12

mici. In acest fel se poate obţine o caracteristică conform fig. 8.

Reglarea arcului releului trebuie să se facă automat, dela aceiaşi manetă cu care se face şi reglarea rezistenţei R_{SM}.

Sistemul generator-motor. In fig. 12 este dată schema de reglare a vitezei servomotorului.

Viteza servomotorului este reglată prin tensiunea care i se dă la borne. Generatorul de rotaţie constantă este angrenat de un motor de cutent continuu cu excitaţie independentă. Generatorul are două bobine de excitaţie. Una de excitaţie independentă, reglabilă de către manipulant, şi a doua, de asemenea independentă, prin care trece curentul maşinilor de tracţiune. Fluxurile electromagnetice sînt îndreptate în direcţii contrare. Mărirea curentului circuitului de forţă duce la micşorarea fluxului electromagnetic în generator şi deci la micşorarea tensiunii debitate, ceeace comportă micşorarea vitezei servomotorului. Caracteristicile care se pot obţine la acest sistem sînt arătate în fig. 13. După cum se vede din această figură, caracteristicile obţinute se apropie mult de caracteristica din fig. 8. Totuşi această schemă nu şi-a găsit o întrebuinţare prea largă, ea fiind destul de costisitoare.

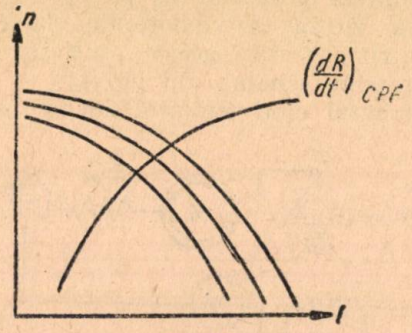


Fig. 13

Sistemul de comandă cu vibrator electrodinamic. Dacă în circuitul indusului se introduce un vibrator electrodinamic atunci unui timp oarecare de închidere a circuitului t_1 şi unuia de întrerupere t_2 îi corespunde o viteză medie oarecare a servomotorului. Reglînd timpul t_1 şi t_2 putem obţine diferite viteze. Schema principială a servomotorului reglat de un vibrator electrodinamic este dată în fig. 14. Electromagnetul vibratorului are două bobine: 1) bobina de vibraţie şi 2) bobina serie, care se află în circuitul de forţă. Arcul vibratorului este în aşa fel calculat încît să învingă forţa elctromagnetică a bobinei în serie. Cînd contactorul este închis, forţa electromagnetică a bobinei de vibraţie se adună cu forţa electromagnetică a bobinei serie şi circuitul se întrerupe. Cu cît curentul de tracţiune este mai mare cu atît mai puţin va fi închis contactul, deci viteza medie a servomotorului va scădea. Prin mărirea forţei F_a a arcului, pentru a obţine aceiaşi viteză medie vom fi nevoiţi să avem curenţi mai mari de tracţiune. Vibratorul electrodinamic dă caracteristicile din fig. 15.

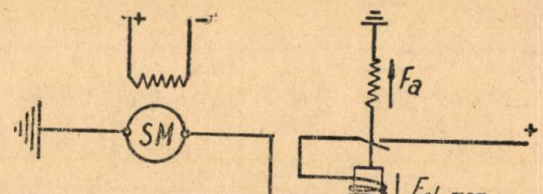


Fig. 14

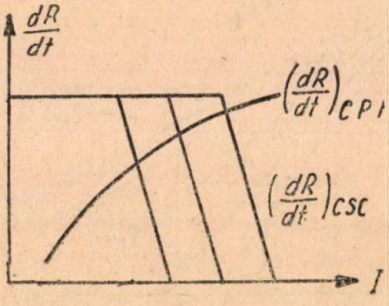


Fig. 15

Deplasarea în dreapta a caracteristicilor se obţine prin mărirea forţei arcului F_a, ce se face de către manipulant.

Schema de autocomandă prin vibratorul electrodinamic este larg folosită la vagoanele cu reostate tip colector.

★

ОБ АВТОМАТИЗАЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ ТРАМВАЕВ

Резюме

Анализируются условия которым должно соответствовать автоматическое управление трамваев и даются некоторые возможные схемы автоматизации.

Calculul economic al elementelor încălzitoare pentru aparate electrotermice

Ing. M. HUHULESCU

621.365.4: 369.5.003.1

Se indică o metodă de calcul pentru elementele încălzitoare ale aparatelor electrotermice ca: fiare de călcat, plite electrice, radiatoare, fierbătoare, boilere etc. Se prezintă date teoretice şi practice asupra realizării acestor elemente încălzitoare, Se dau formulele pentru calculul economic al acestor elemente, asigurîndu-se concomitent o durată de funcţionare de cel puţin 2000 ore.

Aparatele electrotermice au o largă răspîndire, domeniile lor de întrebuinţare fiind foarte variate. Ţinînd seama de utilizarea lor, ele pot fi împărţite în următoarele categorii :

a) aparate casnice : fiare de călcat, plite electrice, grătare, oale de copt etc. ; plonjoare, fierbătoare cafetiere, boilere etc. ; *b*) aparate medicale : perne electrice, termocautere, sterilizatoare electrice etc. ;

c) aparate de uz industrial : ciocane de lipit, fiare de călcat de tip greu etc.

Enumerarea de mai sus este departe de a fi completă, ea mărginindu-se la aparate electrotermice mai importante. Piesa comună tuturor acestor aparate este elementul încălzitor, realizat din sîrmă sau bandă înfăşurată în formă de elice.

1. Materialul elementului încălzitor

Materialele din care se confecţionează elementul încălzitor, trebuie să reziste timp îndelungat (2 000 ore) la o temperatură de funcţionare de circa 900°C. Aceste materiale trebuie să aibă o rezistenţă specifică mare, pentru ca elementul încălzitor să fie de dimensiuni cît mai reduse.

a) **Aliajele nichel-crom** (Ni-Cr) sînt mult întrebuinţate în construcţia aparatelor electrotermice, din cauza rezistenţei mari la oxidare. Această rezistenţă este cu atît mai mare cu cît conţinutul de crom este mai ridicat, aliajul optim conţinînd 80% Ni şi 20% Cr. Unele din aceste aliaje conţin şi fier în stare pură.

In tabela 1 sînt indicate caracteristicile principalelor aliaje Ni-Cr şi Ni-Cr-Fr.

b) **Aliaje fier-crom-aluminiu** (Fe-Cr-Al) **şi fier-crom-aluminiu-cobalt** (Fe-Cr-Al-Co). Aliajele Ni-Cr au un preţ de cost ridicat din cauza conţinutului mare de nichel. Pentru a înlătura acest neajuns s-au creat aliajele Fe-Cr-Al şi Fe-Cr-Al-Co.

Aceste aliaje sînt fragile la temperaturi înalte datorită măririi structurii cristaline, iar rezistenţa la tracţiune este cu mult mai mică decît la aliajele Ni-Cr.

Caracteristicile aliajelor Ni-Cr şi Ni-Cr-Fe *Tabela 1*

Denumirea aliajului	Compoziţia	Rezistenţa specifică ρ $\frac{\Omega\ mm^2}{m}$	Coeficientul de variaţie a rezistenţei cu temperatura α	Temperatura de topire °C	Temperatura maximă de lucru °C	Greutatea specifică g/cm³
Cromnichel	Ni-Cr	1,1	$2{,}5 \cdot 10^{-4}$ (0— 100°C)	1410	1000	8,41
Chronin 100	Ni-Cr	1,0	$1{,}3 \cdot 10^{-4}$ (0— 100°C)	1400	1000	8,4
Cekas	Ni-Cr	1,08	$0{,}8 \cdot 10^{-4}$ (0—1000°C)	1385	1000	8,4
Nicrom (calido)	Ni-Cr-Fe	1,12	$1{,}1 \cdot 10^{-4}$ (0— 900°C)	1350	900	8,15
RNC-2	Ni-Cr-Fe	1,11	$1{,}5 \cdot 10^{-4}$ (0— 900°C)	1450	900	8,3
Nicrom III (Rayo)	Ni-Cr-Fe	0,9	$1{,}5 \cdot 10^{-4}$ (0— 100°C)	1390	900	8,5
Poldi AKC	Ni-Cr-Fe	0,89	$4{,}3 \cdot 10^{-4}$ (0—1000°C)	1350	900	7,96

Caracteristicile aliajelor Fe-Cr-Al şi Fe-Cr-Al-Co *Tabela 2*

Denumirea aliajului	Compoziţia	Rezistenţa specifică ρ $\frac{\Omega\ mm^2}{m}$	Coeficientul de variaţie a rezistenţei cu temperatura α	Temperatura de topire °C	Temperatura maximă de lucru °C	Greutatea specifică g/cm³
Fecral	Fe-Cr-Al	1,2	$1{,}0 \cdot 10^{-4}$ (0— 800°C)	1450	850	7,2
Cromal	Fe-Cr-Al	1,45	$0{,}5 \cdot 10^{-4}$ (0—1000°C)	1500	1100	7,0
RCA 44	Fe-Cr-Al	1,4	$0{,}6 \cdot 10^{-4}$ (0—1000°C)	1500	1100	7,2
Cekas extra	Fe-Cr-Al	1,39	$0{,}5 \cdot 10^{-4}$ (0—1300°C)	1500	1300	7,0
Kanthal A_1	Fe-Cr-Al-Co	1,45	$0{,}85 \cdot 10^{-4}$ (0—1300°C)	1500	1300	7,1
Kanthal A	Fe-Cr-Al-Co	1,39	$0{,}6 \cdot 10^{-4}$ (0—1250°C)	1500	1250	7,15
Kanthal D	Fe-Cr-Al-Co	1,35	$0{,}53 \cdot 10^{-4}$ (0—1100°C)	1500	1100	7,25

In tabela 2 se arată principalele caracteristici ale aliajelor Fer-Cr-Al şi Fe-Cr-Al-Co.

Suprafaţa elementelor încălzitoare executate din aliajele susmenţionate, se acoperă după un timp scurt de funcţionare cu un strat de oxid de aluminiu care le protejează contra coroziunii. Materialul ceramic, în care se înglobează încălzitoarele executate din aceste aliaje, nu trebuie să conţină siliciu în stare liberă sau cristalizată (cuarţ), deoarece siliciul atacă elementul încălzitor.

c) **Forme şi dimensiuni uzuale.** Materialele, indicate în tabelele 1 şi 2 se lamineză în sîrme sau benzi. Dimensiunile lor uzuale sînt indicate în cataloagele de specialitate [7].

2. Dimensionarea elementului încălzitor

După alegerea materialului este necesar să se determine secţiunea şi lungimea sîrmei din care va fi executat elementul încălzitor. Pentru aceasta se va folosi o relaţie care stabileşte legătura între parametrii electrici ai reţelei de alimentare şi caracteristicile elementului încălzitor.

In cazul elementelor cu secţiune circulară se foloseşte formula [1]:

$$d = \frac{1}{2{,}91}\sqrt[3]{\left(\frac{P}{U}\right)^2 \cdot \frac{\rho}{p}} \text{ (mm)} \qquad (1)$$

unde d reprezintă diametrul sîrmei în mm.

In cazul elementelor cu secţiune dreptunghiulară se foloseşte formula [2]:

$$a = K\sqrt[3]{\left(\frac{P}{U}\right)^2 \cdot \frac{\rho}{p}} \text{ (mm)} \qquad (2)$$

In această formulă:

a reprezintă grosimea benzii în mm;

K — coeficient depinzînd de raportul m; $m = \frac{b}{a}$; b fiind lăţimea benzii.

In tabela 3 sînt indicate valorile lui K în funcţie de diferite valori ale raportului m.

Tabela 3

Valorile lui K în funcţie de raportul m

m	5	8	10	12	15
K	0,119	0,0885	0,077	0,0685	0,0593

Cu ajutorul relaţiilor (1) şi (2) se pot calcula dimensiunile elementului încălzitor, dacă se cunosc următorii parametrii:

— puterea nominală a elementului (P) în waţi a cărei valoare este normalizată pentru fiecare tip de aparat;

— tensiunea reţelei (U) în volţi, a cărei valoare este normalizată. Se admit următoarele valori pentru tensiunea reţelei: 120, 150, 185 sau 220 V;

— rezistenţa specifică la cald (ρ), în $\frac{\Omega\,mm^2}{m}$ funcţie de materialul întrebuinţat şi de temperatura de funcţionare a elementului încălzitor. Rezistenţa specifică la cald se determină din tabelele 1 sau 2;

— încărcarea specifică reală (p) în $\frac{W}{cm^2}$ a elementului încălzitor.

Acest ultim parametru constituie mărimea necunoscută ce intervine în relaţiile (1) şi (2).

a) **Determinarea încărcării specifice a elementului încălzitor.** *Determinarea încărcării specifice în cazul transmiterii căldurii prin radiaţie.* Pentru cazul ideal a două planuri paralele (unul reprezentînd suprafaţa elementului încălzitor şi celălalt suprafaţa produsului ce trebuie încălzit) se poate uşor determina dependenţa între încărcarea specifică şi temperatura de lucru ale elementului încălzitor. Considerînd că nu există ecranare între diversele ramuri ale elementului încălzitor şi că aparatul lucrează fără pierdere de căldură, ecuaţia de transmitere a căldurii la temperaturi mari este:

$$P_a = \frac{5{,}77}{\frac{1}{\varepsilon_1} + \frac{1}{\varepsilon_2} - 1} 10^{-4}\left[\left(\frac{T_1}{100}\right)^4 - \left(\frac{T_2}{100}\right)^4\right]\left(\frac{W}{cm^2}\right) \qquad (3)$$

unde:

ε_1 este coeficientul relativ de rediaţie al elementului încălzitor;

ε_2 — coeficientul relativ de radiaţie al elementului încălzitor;

T_1 — temperatura absolută a elementului încălzitor (°K);

T_2 — temperatura absolută a produsului încălzit (°K);

P_a — încărcarea specifică aparentă a elementului încălzitor (W/cm^2).

Incărcarea specifică calculată cu ajutorul relaţiei (3) este valabilă numai în cazul ideal cînd nu există ecranare între spirele elementului încălzitor, iar pierderile de căldură sînt atît de mici încît pot fi neglijate.

In realitate ambii factori trebuie luaţi în consideraţie, altfel temperatura încălzitoarelor în timpul lucrului va fi mult mai mare decît cea calculată.

Energia totală degajată de încălzitor prin radiaţie liberă în toate direcţiile trebuie să fie egală cu:

$$P = p.A \text{ waţi} \qquad (4)$$

unde A reprezintă suprafaţa de radiaţie a încălzitorului (cm^2).

Datorită faptului că elementul încălzitor este îndreptat către produs numai cu o parte a lui şi pentru că, de obicei, este simetric, către produs va trece numai o jumătate din cantitatea de

energie pe care acesta o radiază (0,5 $p.A$) în timp ce cealaltă jumătate va fi radiată în exterior. O parte din acest flux va servi la acoperirea pierderilor termice (razele 5 din fig. 1) iar o parte se va reflecta înapoi spre produs.

Notînd cu γ raportul între puterea pierdută (P_1) şi puterea elementului încălzitor, vom avea :

$$\gamma = \frac{P_1}{P}.$$

In consecinţă fluxul de căldură pierdut în exterior prin izolaţie va fi :

$$P_1 = \gamma P = \gamma \cdot p.A. \qquad (5)$$

In relaţia (5) valoarea lui p reprezintă încărcarea reală a elementului încălzitor. Fluxul de căldură care merge spre produs nu-l va atinge complet deoarece o parte din razele lui vor cădea pe spirele vecine (razele 2 fig. 1), producînd o

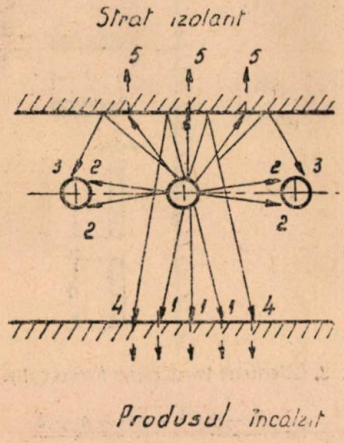


Fig. 1. Transmiterea căldurii prin radiaţie în cazul ideal elementul încălzitor fiind format din bare.

ecranare reciprocă a suprafeţelor încălzitoare. Această ecranare va fi luată în consideraţie prin coeficientul de ecranare β mai mic decît unitatea. Fluxul care pleacă de la elementul încălzitor şi ajunge direct la produs va fi egal cu (razele 1, ig. 1) :

$$P_d = 0{,}5\ \beta\ p_a A \qquad (6)$$

p_a fiind încărcarea specifică aparentă, W/cm².

După cum am menţionat mai sus, o parte din fluxul ce se îndreaptă spre exterior se reflectă înapoi spre produs.

Fluxul reflectat va fi egal cu fluxul dirijat spre exterior minus fluxul pierdut prin izolaţie :

$$P_r = 0{,}5\ \beta\ p_a \cdot A - \gamma \cdot p\, A = (0{,}5\ \beta\ p_a - \gamma \cdot p) \cdot A.$$

In realitate însă numai o parte din acest flux ajunge la produsul încălzit deoarece în calea lui întîlneşte elementul încălzitor.

Notînd cu δ cuantumul de raze ce străbat elementul încălzitor şi ajung la produs, fluxul reflectat util va fi :

$$P_{ru} = (0{,}5\ \beta \cdot p_a - \gamma \cdot p)\ A \cdot \delta. \qquad (7)$$

Fluxul total util care ajunge la produsul încălzit va fi egal cu fluxul direct (6) plus fluxul reflectat util (7).

$$P_{tu} = P_d + P_{ru} = 0{,}5\ \beta \cdot p_a \cdot A + (0{,}5\ \beta \cdot p_a - p) A \cdot \delta.$$

Puterea totală radiată de încălzitor va fi deci :

$$P = P_{tu} + P_1 = 0{,}5\ \beta \cdot p_a \cdot A + (0{,}5\ \beta \cdot p_a - - \gamma \cdot p) A \cdot \delta + \gamma\, p \cdot A. \qquad (8)$$

Egalînd relaţia (8) cu relaţia (4) şi grupînd termenii căpătăm :

$$[0{,}5\ \beta\ (1 + \delta)\ p_a + (\gamma - \gamma \cdot \delta) p]\ A = pA$$

sau

$$p = p_a \frac{0{,}5\ \beta\ (1+\delta)}{1 - \gamma\ (1 - \delta)} = p_a\ \psi, \qquad (9)$$

ψ fiind coeficientul total de ecranare

Valorile lui p_a în W/cm² sînt indicate în tabela 4 In această tabelă coeficientul relativ de radiaţie al elementului încălzitor (cromnichel oxidat) este 0,9, iar coeficientul relativ de absorbţie al produsului încălzit este considerat într-un caz egal cu 0,9 (vas emailat sau de fontă) şi în celălalt caz egal cu 0,3 (vas de aluminiu).

Temperaturile elementului încălzitor au fost alese între 500 şi 1 000°C.

Temperatura corpului încălzit a fost luată egală cu 20°C.

Tabela 4

Incărcarea specifică aparentă p_a în waţi/cm² în funcţie de temperatura elementului încălzitor şi de natura produsului încălzit

Temperatura elementului încălzitor °C	Incărcarea specifică aparentă p_a W/cm²	
	Produs încălzit la 20°C $\varepsilon = 0{,}9$	Produs încălzit la 20°C $\varepsilon = 0{,}3$
500	1,64	0,59
600	2,69	0,95
700	4,14	1,47
800	6,18	2,20
900	8,82	3,13
1000	12,25	4,35

Pentru a determina încălzirea specifică reală a elementului încălzitor este necesar să determinăm coeficienţii β, δ şi γ.

Determinarea coeficienţilor β şi δ *pentru încălzitoare din sîrmă.* Coeficientul β este rezultatul înmulţirii a doi coeficienţi :

β_1 — coeficientul de ecranare între ramurile învecinate ale elementului încălzitor ;

β_2 — coeficientul de ecranare între spirele elementului încălzitor.

In tabela 5 sînt indicaţi coeficienţii :

β_1 în funcţie de raportul $\frac{F}{D}$ (F fiind distanţa între ramuri şi D diametrul exterior al spiralei) (fig. 2) ;

Tabela 5

Coeficienții de ecranare β_1 și β_2 în funcție de raportele $\frac{F}{D}$, $\frac{f}{d}$ și temperatura elementului încălzitor

$\frac{F}{D}$	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0
β_1	0,63	0,7	0,74	0,78	0,82	0,84	0,87	0,89	0,90	0,91	0,92
	°C \ $\frac{f}{d}$	0	1	1	3	4	6	8	10	12	14
β_2	500	0,165	0,315	0,380	0,410	0,430	0,460	0,480	0,485	0,490	0,495
	1000	0,220	0,420	0,506	0,547	0,573	0,614	0,630	0,646	0,654	0,660

β_2 în funcție de raportul $\frac{f}{d}$ (f fiind distanța între două spire vecine și d diametrul sîrmei) și de temperatura elementului încălzitor.

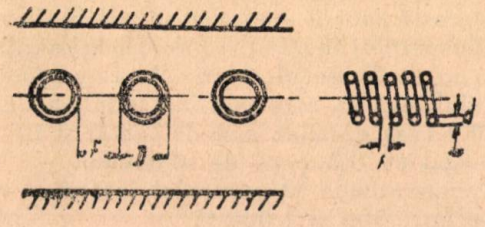


Fig. 2. Transmiterea căldurii prin radiație în cazul ideal elementul încălzitor fiind format din sîrmă înfășurată în elice.

Observație: Coeficientul β_2 variază cu temperatura de funcționare a elementului încălzitor. In tabela de mai sus sînt date valorile lui β_2 pentru temperaturi ale elementului încălzitor de 500 și 1000°C.

Coeficientul de suprapunere a fluxului invers poate fi luat cu suficientă precizie egal cu

$$\delta = \frac{F}{F + D}$$

iar coeficientul de pierderi de căldură la aparate electrocalorice este: $\gamma = 0{,}4 \ldots 0{,}5$.

Determinarea coeficienților β *și* δ *pentru elemente încălzitoare din bandă.* Pentru elemente încălzitoare normale din benzi coeficientul de ecranare este egal cu (fig. 3):

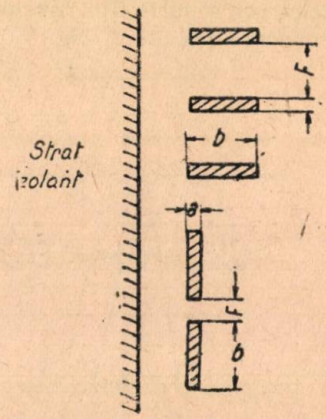


Fig. 3. Element încălzitor format din bandă.

$$\beta = \frac{F - \sqrt{F^2 + a^2} + a + b}{a + b} \qquad (10)$$

iar coeficientul de suprapunere a fluxului invers este egal cu:

$$\delta = \frac{F}{F + b}.$$

Valoarea coeficientului $\gamma = 0{,}4 \ldots 0{,}5$.

In tabela 6 sînt indicate valorile coeficientului de ecranare în funcție de rapoartele

$$m = \frac{b}{a} \text{ și } \frac{F}{b}$$

Tabela 6

Coeficientul de ecranare β pentru elemente încălzitoare din bandă în funcție de rapoartele $m = \frac{b}{a}$ și $\frac{F}{b}$

$\frac{a}{b} = m$ \ $\frac{F}{b}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
5		0,962	0,973	0,978	0,982	0,985	0,987	0,990
8	0,995	0,974	0,982	0,986	0,989	0,991		
10	0,963	0,978	0,985	0,988	0,990			
12	0,968	0,982	0,987	0,991				
15	0,973	0,985	0,989					

Tabela 7

Incărcarea specifică aparentă p_a în W/cm² a unui fir întins orizontal în aer liniştit la 20 °C

Diametrul sîrmă mm	Material Cr-Ni ($\rho = 0{,}9 \frac{\Omega\,mm^2}{m}$) Temperatura în °C						Material Fe-Cr-Al-Co ($\rho = 1{,}39 \frac{\Omega\,mm^2}{m}$) Temperatura în °C						Diametrul sîrmă mm
	500	600	700	800	900	1 000	500	600	700	800	900	1 000	
0,1							9,25	13,1	18,8	25,3	33,0	41,0	0,1
0,2	7,90	11,50	16,00	21,2	27,7	31,6	6,54	9,04	12,8	17,4	22,8	28,9	0,2
0,3	6,10	9,00	12,40	16,9	22,4	29,0	6,05	8,46	10,4	16,4	21,7	27,4	0,3
0,4	5,25	7,50	11,10	14,9	20,3	25,0	5,55	7,82	10,3	15,2	20,2	25,8	0,4
0,5	4,62	6,90	9,70	13,3	18,5	23,5	5,12	7,20	10,2	14,0	18,8	24,3	0,5
0,6	4,16	6,08	8,75	11,8	16,1	21,2	4,88	6,88	9,76	13,3	18,0	23,4	0,6
0,7	3,92	5,85	8,38	11,5	17,5	20,6	4,66	6,56	9,32	12,7	17,2	22,5	0,7
0,8	3,74	5,45	8,05	11,3	15,7	19,5	4,46	6,30	8,96	12,3	16,5	21,8	0,8
0,9	3,66	5,33	7,97	10,9	15,3	18,2	4,25	6,10	8,68	12,0	16,0	21,3	0,9
1,0	3,60	5,23	7,85	10,6	14,1	17,5	4,20	5,90	8,40	11,7	15,6	20,9	1,0

unde :

F este distanţa între elementele încălzitoare (mm);

b — lăţimea benzii (mm);

a — grosimea benzii (mm).

Determinarea încărcării specifice în cazul transmiterii căldurii prin radiaţie şi convecţie. Căldura pe care o cedează elementul încălzitor nu se propagă numai prin radiaţie ci şi prin convecţie. In consecinţă încărcarea specifică aparentă va fi mai mare decît cea indicată în tabela 7. [4]

Pentru a verifica acest fapt, s-au făcut experienţe cu fire de diferite grosimi, întinse orizontal în aer liniştit la 20°C. Trecînd diferiţi curenţi prin aceste fire s-a determinat încărcarea specifică aparentă în funcţie de diametru şi de temperatură (tabela 7). Incărcarea specifică aparentă astfel determinată ţine seamă de căldura cedată prin radiaţie şi convecţie.

Determinarea încărcării specifice reale a elementului încălzitor se face înmulţind valorile din tabela 7 cu coeficientul total de ecranare (relaţia 9).

Pentru verificarea coeficienţilor de ecranare s-au construit spirale cu un diametru interior de 3,2 mm şi raportul $\frac{f}{d} = 1$. Aceste spirale au fost întinse orizontal în aer liniştit la 20°C şi au fost supuse la diferite încărcări măsurîndu-se temperatura de funcţionare (tabela 8).

Determinarea încărcării specifice în cazul transmiterii căldurii prin conductibilitate. Alegerea încărcării specifice pentru aparatele la care transmiterea căldurii se face prin conductibilitate, este destul de dificilă, deoarece diferenţa de temperatură între elementul încălzitor şi corpul încălzit nu depinde numai de construcţie ci şi şi de alţi factori, greu de determinat. Din această cauză, rezolvarea se poate face numai în cazuri generale. In fig. 4 se arată răspîndirea fluxului de căldură la aparatele cu elementul încălzitor înecat într-o masă ceramică (fiare de călcat, plite electrice acoperite). Cantitatea de căldură cedată de elementul încălzitor, se împarte în trei ramuri :

— fluxul util Q_u care este absorbit de corpul încălzit :

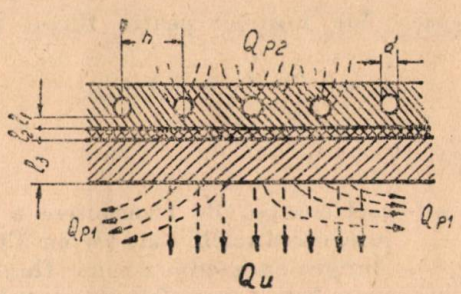


Fig. 4. Transmiterea căldurii prin conductibilitate, elementul încălzitor fiind format din bare înecate într-o masă de şamot.

— fluxul pierdut prin părţile laterale ale suprafeţei încălzitoare Q_{P1} ;

— fluxul pierdut prin partea opusă suprafeţei încălzitoare Q_{P2}.

Primele două fluxuri Q_u şi Q_{p1} care merg de la elementul încălzitor spre suprafaţa încălzitoare, determină variaţia de temperatură în

Tabela 8

Incărcarea specifică p a spiralelor de Fe-Cr-Al-Co cu un diametru interior $D_1 = 3{,}2$ mm şi $\frac{f}{d} = 1$ întinse orizontal în aer liniştit la 20°C în funcţie de diametrul firului şi de temperatura de funcţionare

Diametrul sîrmei mm	Temperatura de funcţionare °C					
	500	600	700	800	900	1 000
0,3	1,90	2,70	4,10	5,95	8,20	11,0
0,4	1,83	2,60	3,92	5,69	7,92	10,6
0,5	1,76	2,50	3,74	5,43	7,64	10,2
0,6	1,70	2,42	3,60	5,22	7,26	9,82
0,7	1,65	2,36	3,50	5,06	7,08	9,46
0,8	1,60	2,30	3,43	4,90	6,80	9,10
0,9	1,57	2,24	3,36	4,82	6,68	8,94
1,0	1,54	2,20	3,32	4,74	6,56	8,78

secțiunea pereților izolant și conductor și în consecință temperatura încălzitorului.

Fluxul Q_{p2} nu influențează variația de temperatură ci depinde de ea.

Insemnînd prin

$$\gamma = \frac{Q_u + Q_{p1}}{Q_u + Q_{p1} + Q_{p2}}$$

se poate presupune că, fluxurile de căldură nu se degajă prin toată suprafața încălzitorului ci printr-o porțiune a ei determinată de coeficientul γ. Suprafața cuprinsă pe fluxurile $Q_u + Q_{p1}$ la ieșirea din elementul încălzitor va fi egală cu γA (A fiind suprafața laterală a elementului încălzitor), suprafața cuprinsă la ieșirea din placa metalică va fi A_i (A_i fiind suprafața încălzitoare a aparatului).

Media geometrică a suprafețelor străbătute de fluxul $Q = Q_u + Q_{p1}$ este :

$$A_{med} = \sqrt{\gamma A \cdot A_i}. \qquad (11$$

Ecuația lui Fourier pentru fluxul Q este :

$$Q = \frac{\lambda}{l_{med}} (\theta_1 - \theta_2) A_{med} \qquad (12)$$

unde :

λ este coeficientul de transmitere a călduri prin conductibilitate (W/cm°C);

l_{med} — lungimea medie a liniei fluxului termic între suprafața elementului încălzitor și suprafața încălzitoare (cm);

θ_1 — temperatura elementului încălzitor (°C);

θ_2 — temperatura suprafeței încălzitoare (°C);

A_{med} — suprafața medie traversată de fluxul Q (cm²);

Q — fluxul de căldură între elementul încălzitor și suprafața încălzitoare (W).

Mărimea l_{med} care intră în expresia (12) este dată în funcție de grosimea l a stratului străbătut de fluxul de căldură și de distanța h între ramurile elementului încălzitor. Drumul cel mai lung posibil al liniei fluxului termic, este egal cu $l + 0{,}5h$, iar cel mai scurt posibil este l. Drumul mediu va fi deci :

$$l_{med} = \frac{l + l + 0{,}5h}{2} = l + 0{,}25\ h. \qquad (13)$$

Dacă stratul străbătut de fluxul termic este format din mai multe materiale diferite, ecuația (12) devine

$$Q = \frac{\theta_1 - \theta_2}{\Sigma \frac{l_{med}}{\lambda}} A_{med}. \qquad (14)$$

Din relațiile (11) și (14) scoatem :

$$A = \frac{A_{med}^2}{\gamma A_i} = \frac{1}{\gamma A_i} \left(\frac{Q \Sigma \frac{l_{med}}{\lambda}}{\theta_1 - \theta_2} \right)^2. \qquad (15)$$

Încărcarea specifică reală pentru elementul încălzitor este :

$$p = \frac{P}{A}. \qquad (16)$$

sau

$$P = \frac{P}{\frac{1}{\gamma A_i} \left(\frac{Q \Sigma \frac{l_{med}}{\lambda}}{\theta_1 - \theta_2} \right)^2} \text{ (W/cm}^2\text{)}. \qquad (17)$$

3. Date practice pentru dimensionarea elementelor încălzitoare la cîteva tipuri de aparate

Pentru a determina încărcarea specifică reală în cazul diferitelor aparate electrotermice, se folosesc date experimentale, procesul de transmitere a căldurii fiind foarte complicat.

Pe lîngă ecranarea reciprocă a spiralelor, apare și ecranarea masei ceramice, care sprijină sau în care este îngropat elementul încălzitor. Ca urmare a acestui fapt, numai o mică parte din cantitatea de căldură ajunge la produsul încălzit, restul fiind absorbită de masa ceramică sau cedată mediului înconjurător.

Pentru uniformizarea metodelor de calcul s-au clasificat aparatele electrotermice în trei grupe :

— aparate cu elementul încălzitor aparent (radiatoare, plite electrice descoperite etc.) la care transmiterea căldurii se face prin radiație și convecție liberă :

— aparate cu elementul încălzitor îngropat (fiare de călcat, plite electrice acoperite etc.) la care transmiterea căldurii se face prin conductibilitate ;

— bastoane (tuburi) încălzitoare, la care transmiterea căldurii se face în funcție de utilizare, prin radiație, convecție sau conductibilitate.

Aparate cu elementul încălzitor aparent. Pentru determinarea încărcării specifice reale a elementelor încălzitoare pentru radiatoare electrice se folosește diagrama din fig. 5. In această diagramă sînt indicate încărcările specifice în funcție de raportul $\frac{l}{d}$ (al pasului de spiralizare al rezistenței față de diametrul sîrmei) și temperatura elementului încălzitor.

Pentru plite electrice descoperite se folosesc diagramele din fig. 6 și 7. Diagrama din fig. 6 este valabilă pentru o plită încălzind un vas emailat sau de fontă, iar cea din fig. 7 pentru un vas de aluminiu [6].

Cele trei diagrame au fost determinate pe cale experimentală folosindu-se modele la scară

mărită. Temperatura maximă de lucru pentru care poate fi construit elementul încălzitor este de 900°C. Alegerea acestei temperaturi de lucru este impusă de faptul că la aparatele electrotermice se folosesc sîrme de 0,1—1,0 mm. O

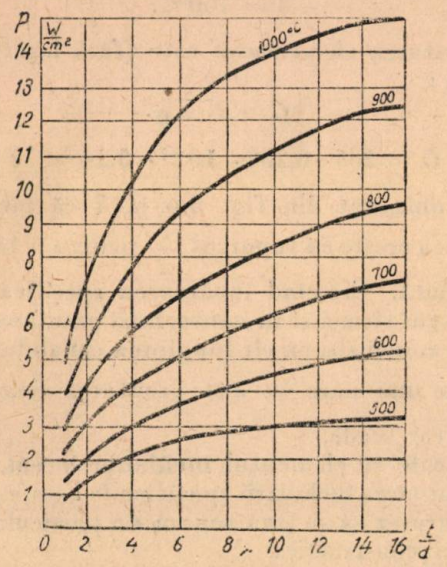


Fig. 5. Incărcarea specifică reală pentru radiatoare şi plite electrice descoperite mergînd în gol în funcţie de $\frac{t}{d}$ şi de temperatura elementului încălzitor.

sîrmă atît de subţire se oxidează de 5—10 ori mai repede decît una groasă. Inafară de aceasta elementul încălzitor este supus unor variaţii

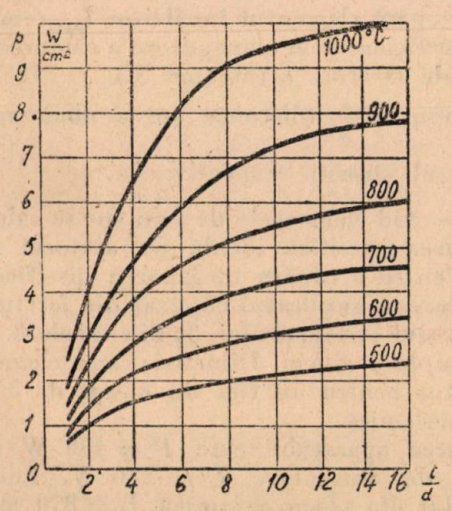


Fig. 6. Incărcarea specifică reală pentru plite electrice descoperite funcţionînd cu un vas de fontă sau emailat în funcţie de $\frac{t}{d}$ şi de temperatura elementului încălzitor.

dese şi rapide de temperatură care produc fisuri în pelicula de oxid, grăbind astfel oxidarea sîrmei.

Exemplu de calcul. Dimensionarea elementului încălzitor pentru o plită electrică cu elementul încălzitor aparent avînd o putere $P = 600$ W şi tensiunea de alimentare $U = 120$ V.

Lungimea canalului din placa ceramică $L = 1\,700$ mm ; diametrul canalului 2 $r = 5$ mm iar înălţimea lui $i = 7{,}5$ mm.

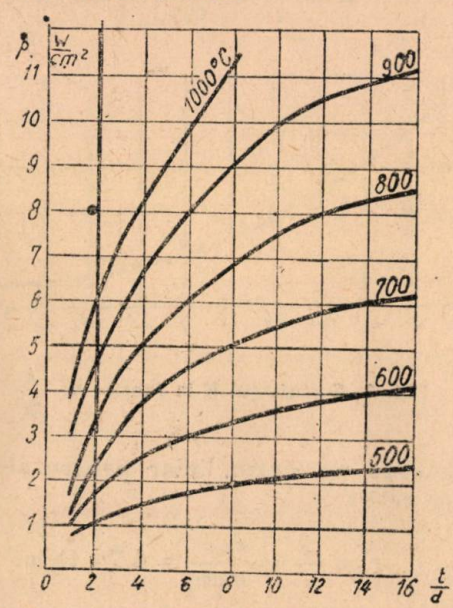


Fig. 7. Incărcarea specifică reală pentru plite electrice descoperite funcţionînd cu un vas de aluminiu în funcţie de $\frac{t}{d}$ şi de temperatura elementului încălzitor.

Folosirea ca material crom-nichel cu o rezistenţă specifică $\rho = 1{,}1 \frac{\Omega\,mm^2}{m}$ la 20°C (tabela 1). Coeficientul de variaţie a rezistenţei cu temperatura $\alpha = 0{,}00025$. Greutatea specifică a materialului $g = 0{,}41$ g/cm³

$$\rho_\theta = \rho_0 \ [1 + \alpha \ (\theta_1 - \theta_0]).$$

$$\rho_\theta = 1{,}1 \ (1 + 0{,}00025.880) = 1{,}34 \frac{\Omega\,mm^2}{m}.$$

Alegem o încărcare specifică (fig. 6) de 7 W/cm² care corespunde unui raport mediu $\frac{t}{d} = 9$ la o temperatură a elementului încălzitor de 900°. Folosim condiţia de lucru cea mai defavorabilă corespunzătoare funcţionării cu un vas de aluminiu.

Incărcarea specifică reală depinde de raportul $\frac{i}{2r}$ al înălţimii crestăturii faţă de lăţime.

In fig. 8 este indicată dependenţa coeficientului K faţă de raportul $\frac{i}{2r}$. Pentru $\frac{i}{2r} = \frac{7{,}5}{5} = 1{,}5$ coeficientul $K = 0{,}9$. Inmulţim încărcarea specifică $p = 7$ W/cm² cu 0,9 deci $p_1 = 7.0{,}9 = 6{,}3$ W/cm²

$$d = \frac{1}{2{,}91} \sqrt[3]{\left(\frac{600}{120}\right)^2 \cdot \frac{1{,}34}{6{,}3}} = 0{,}598 \text{ mm}.$$

Alegem diametrul normalizat cel mai apropiat [7] $d = 0{,}6$ mm. Rezistența elementului încălzitor la cald este :

$$R = \frac{U^2}{P} = \frac{120^2}{600} = 24.$$

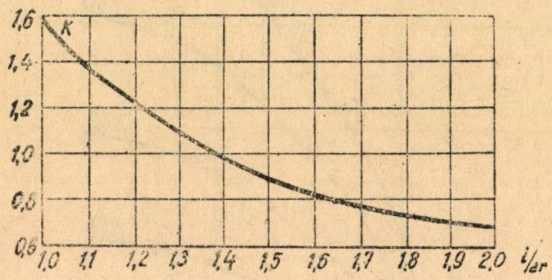


Fig. 8. Coeficientul K în funcție de $\frac{i}{2r}$

Rezistența pe metru liniar pentru sîrmă de 0,6 mm este :

$$r = \frac{\rho}{s} = \frac{1{,}34}{0{,}282} = 4{,}76\ \Omega/\text{m}.$$

Lungimea firului (fără legăturile la borne) :

$$l = \frac{R}{r} = \frac{24}{4{,}76} = 5{,}05\ \text{m}.$$

Diametrul interior al spiralei se ia :

$$D_i = (5..8)\ d,$$

deci luăm $D_i = 5 \cdot 0{,}6 = 3$ mm.

Diametrul exterior $D_e = 3 + 2 \cdot 0{,}6 = 4{,}2$ mm.

Diametrul mediu $D = 3 + 0{,}6 = 3{,}6$ mm.

Numărul de spire :

$$n = \frac{l}{\pi D} = \frac{5\,050}{3{,}14 \cdot 3{,}6} = 447 \text{ spire}.$$

Pasul

$$t = \frac{L}{n} = \frac{1\,700}{447} = 3{,}8 \text{ mm}.$$

Raportul

$$\frac{t}{d} = \frac{3{,}8}{0{,}6} = 6{,}35.$$

Suprafața de radiere a elementului (tabela 4) :

$$A = S \cdot l = 18{,}85 \cdot 5{,}05 = 95{,}2\ \text{cm}^2.$$

Încărcarea specifică este :

$$p = \frac{600}{95{,}2} = 6{,}3\ \text{W/cm}^2.$$

Temperatura corespunzătoare lui $p = 6{,}3$ W/cm² și $\frac{t}{d} = 6{,}35$ este (fig. 7) :

$$\theta = 910°\text{C}.$$

Dacă utilizăm un vas emailat (fig. 6) temperatura va fi :

$$\theta = 800°\text{C}.$$

In gol temperatura plitei va fi (fig. 5) :

$$\theta = 760°\text{C}.$$

Greutatea elementului este (fără legăturile la borne) :

$$G = l \cdot s.g.$$

$$G = 505 \cdot 0{,}282 \cdot 10^{-2} \cdot 8{,}14 = 12\ \text{g}.$$

De observat din fig. 5,6 și 7 că încărcarea specifică crește cu raportul $\frac{t}{d}$ pentru o temperatură dată. Crescînd încărcarea specifică scade diametrul sîrmei și în consecință greutatea fierului. In concluzie, cu cît lungimea canalului și deci $\frac{t}{d}$ este mai mare cu atît greutatea elementului încălzitor scade.

Aparate cu elementul încălzitor înecat. Pentru determinarea încărcării specifice la aceste aparate este necesar să se țină seama de particularitățile fiecărei construcții :

— temperatura admisibilă a elementului încălzitor θ_1 (°C) ;

— temperatura suprafeței de lucru θ_2 (°C) ;

— suprafața încălzitoare S_i (cm²) ;

— distanța între elementele vecine h (cm) ;

— puterea totală disipată de elementul încălzitor P (wați) ;

— randamentul termic γ ;

— grosimea straturilor izolante și conductoare care acoperă elementul încălzitor l_{med} (cm) :

— coeficientul de transmitere a căldurii pentru diferitele straturi λ (W/cm² °C) ;

— raportul $\frac{s}{d}$ (distanța între două spire la diametrul sîrmei) respectiv $\frac{t}{d}$.

Cunoscînd elementele de mai sus se calculează încărcarea specifică ideală cu ajutorul relației (17). Pentru a căpăta încărcarea specifică reală se va corecta rezultatul căpătat din formula (17) cu ajutorul coeficientului β_2 din tabela 8.

Exemplu de calcul. Dimensionarea elementului încălzitor pentru un fier de călcat de 3 kg cu placă ceramică.

Puterea aparatului este $P = 450$ W și tensiunea de alimentare $U = 220$ V. Lungimea canalului din placa ceramică $L = 870$ mm, lățimea canalului este : $2\ r = 7$ mm.

Elementele constructive :

— temperatura admisibilă a elementului încălzitor $\theta_1 = 700°\text{C}$. Este indicat să nu se depășească această temperatură deoarece fiarele de călcat au regim variabil de lucru și în cazul că fierul rămîne mult timp în gol temperatura rezistenței crește peste limita admisibilă de 900°C ;

— temperatura suprafeței de lucru $\theta_2 = 350°\text{C}$.

Pentru a respecta condițiile standardului la

suprafața de lucru să atingă temperatura de 250°C în 20 minute, trebuie să alegem o temperatură de stabilizare mai mare;

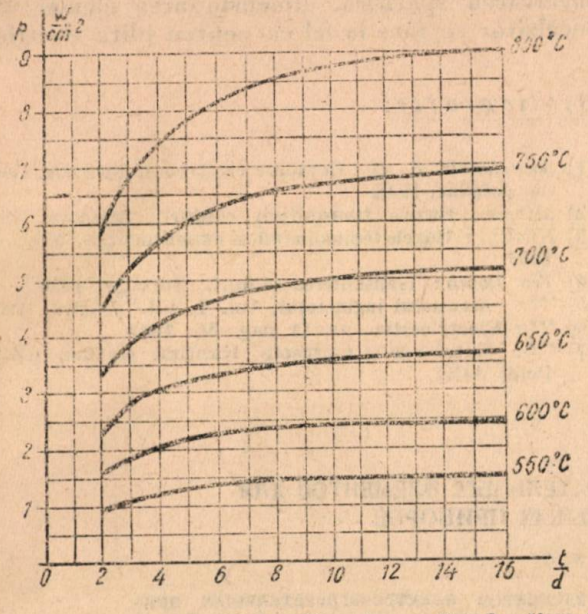


Fig. 9. Incărcarea specifică reală pentru un fier de călcat de 3 kg cu elementul încălzitor înecat într-o placă de șamot în funcție de $\frac{t}{d}$ și de temperatura elementului încălzitor.

— suprafața încălzitoare $S_i = 150$ cm²;
— distanța între elementele vecine $h = 1$ cm;
— randamentul termic $\gamma = 0{,}5$ impus prin standard;

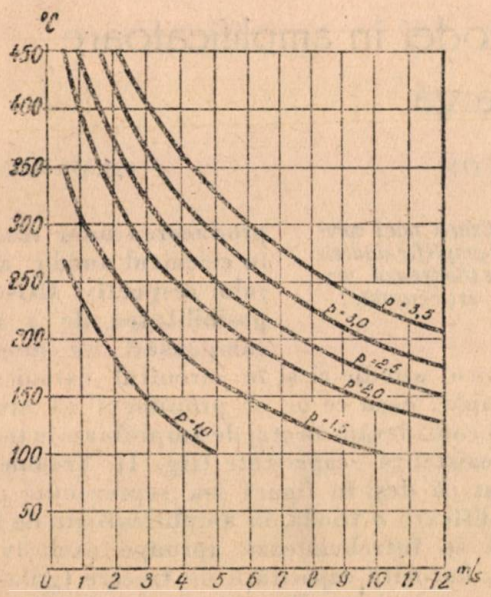


Fig. 11. Incărcarea specifică reală pentru un tub încălzitor în aer, în mișcare, în funcție de viteza aerului și de temperatura la suprafața tubului.

— grosimea straturilor izolante;
l_1 (șamot) $= l_1 + 0{,}25$ $h = 0{,}3 + 0{,}25 = 0{,}55$ cm;
l_2 (mică) $= 0{,}2$ cm
l_3 (fontă) $= 1{,}5$ cm

— coeficientul de transmitere a căldurii:

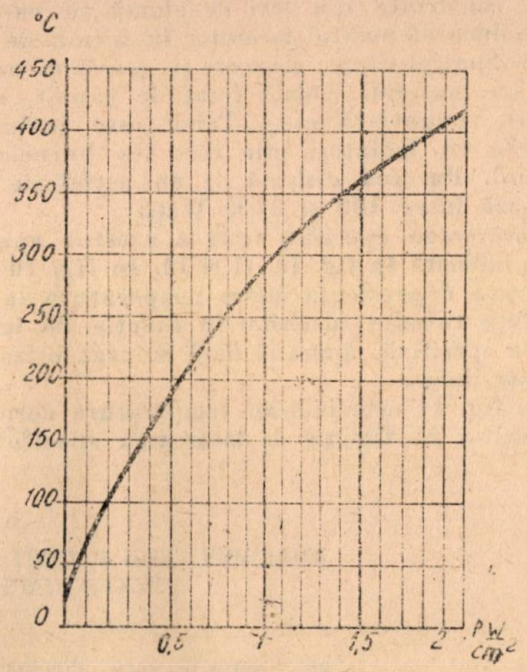


Fig. 10. Incărcarea specifică reală pentru un tub încălzitor în aer liniștit în funcție de temperatura la suprafața tubului.

λ_1 (șamot la 600°C) $= 0{,}82 \cdot 10^{-2}$ W/cm°C;
λ_2 (mică la 500°C) $= 0{,}32 \cdot 10^{-2}$ W/cm°C;
λ_3 (fontă la 400°C) $= 41{,}4 \cdot 10^{-2}$ W/cm°C.

In funcție de aceste elemente a fost construită diagrama din fig. 9. Această diagramă cuprinde

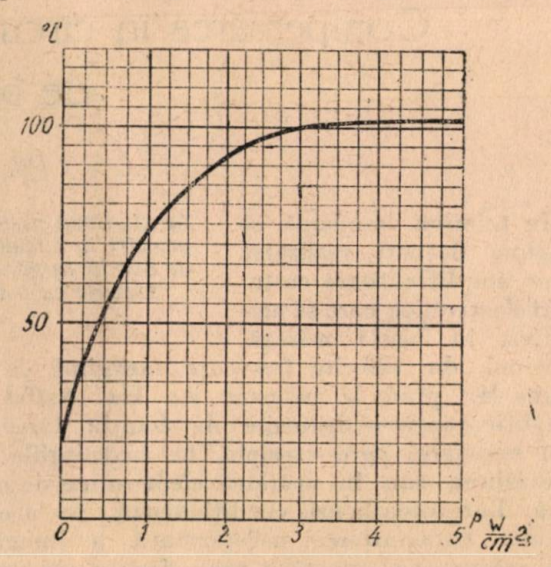


Fig. 12. Incărcarea specifică reală pentru un tub încălzitor în apă, în funcție de temperatura la suprafața tubului încălzitor.

variația încărcării specifice în funcție de raportul $\frac{t}{d}$ și de temperatura elementului încălzitor. Cunoscînd încărcarea specifică putem dimensiona elementul încălzitor.

Bastoane (tuburi) încălzitoare. Aceste aparate sînt construite din ţevi de alamă în care se introduce elementul încălzitor în formă de spirală. Spaţiul dintre elemente şi ţeavă se umple cu un material izolant (praf de şamot, nisip cuarţ, magnezită etc.). Tubul este închis la capete cu izolatori prin care ies bornele de racord. Puterea disipată de un astfel de tub variază între 100 şi 3 000 Waţi.

Incărcarea specifică reală a acestor aparate este indicată în fig. 10, 11 şi 12. In fig. 10 este indicată dependenţa dintre temperatura la suprafaţa tubului încălzitor în funcţie de încărcarea specifică, aparatul fiind montat orizontal în aer liniştit.

In fig. 11 este indicată temperatura corpului încălzitor în funcţie de încărcarea specifică şi de viteza aerului. Fig. 12 indică temperatura la suprafaţa tubului încălzitor introdus în apă, în funcţie de încărcarea specifică reală. Cunoscînd încărcarea specifică, dimensionarea elementului încălzitor se face la fel ca pentru plita electrică.

Bibliografie:

[1] *Svencianski A. D.*: Cuptoare electrice industriale, Gosener goizdat, 1948.
[2] *Miheev*: Bazele transmiterii căldurii, Moscova, 1948
[3] *Kirillin*: Bazele termodinamicei experimentale, Moscova. 1950.
[4] *Ten Bosch*: Transmiterea căldurii, Springer, 1936.
[5] ***: Manualul inginerului, vol. I, Ed. Tehnică, 1954.
[6] ***: Electricestvo, nr. 11 pag. 56. 1953.
[7] ***: Cataloage şi prospecte: Kanthal manual, Cekas, Poldi ACK.

★

ЭКОНОМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ НАГРЕВАТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ДЛЯ ЭЛЕКТРОНАГРЕВАТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Резюме

Дается метод расчета нагревательных элементов электронагревательных приборов как: электрические утюги, электроплитки, радиаторы, кипятильники, бойлеры и т. д. Представляются теоретические и практические данные по осуществлению этих нагревательных элементов. Даются формулы по экономическому расчету этих элементов, обеспечивающий одновременно минимальную длительность службы в 2000 часов.

Compensarea în circuitul catodei în amplificatoare de bandă largă

Ing. N. VÎLCOV

621.396.645.31.076.12

Se studiază posibilitatea realizării unei compensări în circuitul catodic la amplificatoarele de bandă largă, după care se ilustrează concluziile cu o verificare experimentală.

In tehnica modernă se impune deseori realizarea unor amplificatoare cu tuburi electronice care să amplifice, în egală măsură, tensiuni de diferite frecvenţe, mergînd de la cîţiva Hz pînă la milioane de Hz. Astfel de amplificatoare — denumite de bandă largă — sînt necesare, spre exemplu, în instalaţiile de televiziune sau în aparatele electronice de măsură. Lărgimea benzii condiţionează, în aceste cazuri, transmiterea nedeformată a imaginii sau măsurarea corectă a unor forme de undă complexe.

Problemele cele mai dificile apar în aceste amplificatoare în legătură cu comportarea lor în domeniul frecvenţelor înalte, unde sîntem limitaţi de capacităţile parazite ale schemei.

Pentru a asigura transmiterea unei benzi cît mai largi de frecvenţe se utilizează diverse tipuri de compensare bazate, în principiu, pe producerea unor rezonanţe în circuitul anodic al etajului respectiv. Există însă posibilitatea de a realiza compensări nu numai în circuitul anodic ci şi în circuitul catodic, spre exemplu, ceea ce ne şi propunem să studiem.

Să considerăm un etaj de amplificare în tensiune cu rezistenţă—capacitate (fig. 1). Trebuie menţionat că deşi în figură s-a reprezentat pentru simplificare o triodă, în amplificatoare de bandă largă se întrebuinţează aproape exclusiv pentode, datorită capacităţii de trecere (grilă-anod) mici a acestora. De obicei, condensatorul C_c din schemă se prezintă ca un scurtcircuit faţă de rezistenţa de auto-negativare R_c, pentru toate frecvenţele din banda transmisă de amplificator. In acest scop valoarea sa se alege de cîteva zeci sau chiar sute de μF. Principiul compensării în catodă constă în alegerea unui condensator C_c de o valoare mult mai mică, astfel,

încît reactanța sa să devină comparabilă cu R_a abia la frecvențe foarte înalte, situate aproape de limita superioară a benzii.

Se obține astfel o reacție negativă de curent la frecvențe medii, care scade în domeniul frec-

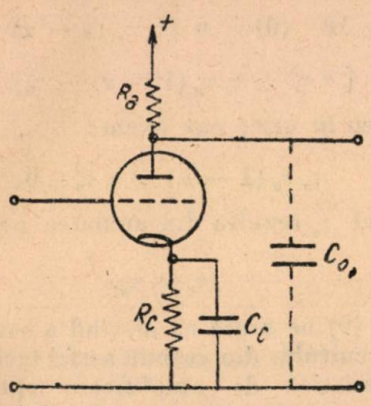


Fig. 1

venţelor înalte, producîndu-se în acest mod o creştere a amplificării.

Amplificarea unui etaj cu pentodă cu reacție negativă în circuitul catodei este dată de relația :

$$a = -\frac{SZ_a}{1 + S_c Z_c} \qquad (1)$$

în care :

S este panta anodică a tubului ;
S_c — panta catodică a tubului ;
Z_a — impedanța circuitului anodic ;
Z_c — impedanța circuitului catodic.

Impedanțele Z_a şi Z_c se calculează din relațiile :

$$\frac{1}{Z_a} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i} + \bar{j}\,\omega\, C_0,$$

$$\frac{1}{Z_c} = \frac{1}{R_c} + \bar{j}\omega C_c.$$

Dacă vom face notația : $\frac{1}{R} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i}$, expresiile celor două impedanțe devin :

$$Z_a = \frac{R}{1 + \bar{j}\,\omega\, C_0 R} = \frac{R}{1 + \bar{j}\,\omega\,\tau_a} \quad \text{unde } \tau_a = C_0 R$$

$$Z_c = \frac{R_c}{1 + \bar{j}\,\omega\, C_c R_c} = \frac{R_c}{1 + \bar{j}\,\omega\,\tau_c} \quad \text{unde } \tau_c = C_c R_c.$$

Inlocuind expresiile lui Z_a şi Z_c în relația (1) se obține ;

$$a = \frac{SR\,\dfrac{1}{1 + \bar{j}\,\omega\,\tau_a}}{1 + \dfrac{\bar{j}\,\omega\,\tau_c}{(1 + S_c R_c)\dfrac{1 + S_c R_c}{1 + \bar{j}\,\omega\,\tau_c}}}. \qquad (1')$$

Raportînd amplificarea la frecvențe înalte la amplificarea din bandă, rezultă factorul de distorsiune de frecvență :

$$M_i = \frac{a}{a_0} = \frac{1 + \bar{j}\,\omega\,\tau_c}{(1 + \bar{j}\,\omega\,\tau_a)\left(1 + \dfrac{\bar{j}\,\omega\,\tau_c}{1 + S_c R_c}\right)}. \qquad (2)$$

Să notăm prin α raportul între panta tubului echivalent cu reacția de curent şi panta tubului real. Se vede imediat că :

$$\alpha = \frac{S'}{S} = \frac{1}{1 + S_c R_c}$$

şi deci :

$$M_i = \frac{1 + \bar{j}\,\omega\tau_c}{(1 + \bar{j}\,\omega\tau_a)(1 + \bar{j}\,\omega\alpha\tau_c)}. \qquad (2')$$

Obişnuit se urmăreşte nu variația globală a vectorului M_i cu frecvența ci separat variațiile amplitudinii şi fazei acestuia. Efectuînd modulul expresiei (2') :

$$|M_i| = \sqrt{\frac{1 + \omega^2\,\tau_c^2}{1 + (\tau_a^2 + \alpha^2\,\tau_c^2)\,\omega^2 + \alpha^2\,\tau_a^2\,\tau_c^2\,\omega^4}}. \qquad (3)$$

In toate sistemele de compensare se urmăreşte ca factorul distorsiunii de frecvență să rămînă subunitar la orice frecvență înaltă.

Din punct de vedere analitic aceasta se reduce la a spune că variația funcțiunii M_i să nu conțină valori extreme.

G. E. Brande a demonstrat [1] că pentru a realiza această condiție este necesar ca derivatele funcției respective să se anuleze pentru $\omega = 0$. Pentru a aplica această metodă vom prefera să studiem funcția : $y = \frac{1}{|M_i|^2}$ care trece prin valori extreme simultan cu $|M_i|$.

Notînd variabila curentă $\omega^2 = x$ se obține funcția :

$$y = \frac{1 + (\tau_a^2 + \alpha^2\,\tau_c^2)\,x + \alpha^2\,\tau_a^2\,\tau_c^2\,x^2}{1 + \tau_c^2\,x}, \qquad (4)$$

a cărei derivată în punctul $x = 0$ are expresia :

$$y'_{x=0} = \tau_a^2 + \alpha^2\,\tau_c^2 - \tau_c^2.$$

Punînd condiția $y'_{x=0} = 0$, ne rezultă :

$$\tau_c^2 = \frac{\tau_a^2}{1 - \alpha^2} \qquad (5)$$

sau

$$\tau_c = \frac{\tau_a}{\sqrt{1 - \alpha^2}}. \qquad (5')$$

*) Spre exemplu în cazul compensării prin inductanță în serie cu sarcina, condiția $|M_i| \leqslant 1$ dă : $\frac{L_a}{C_0 R^2} \leqslant 0{,}414$.

Relația (5′) ne permite să determinăm valoarea constantei de timp a circuitului catodic cînd cunoaștem constanta de timp a circuitului anodic și gradul de reacție (α). In mod practic alegînd pe R și S din condiții de amplificare și bandă avînd capacitatea parazită a schemei (C_0) și fixîndu-ne un grad de reacție (R_c) determinăm cu ajutorul relației (5′) valoarea optimă a condensatorului de compensare C_c. Dacă introducem valoarea lui τ_c dată de relația (5′) în expresia (3) obținem :

$$|M_i| = \sqrt{\frac{1 - \alpha^2 + \omega^2 \tau_a^2}{1 - \alpha^2 + \omega^2 \tau_a^2 + \alpha^2 \tau_a^4 \omega^4}} \qquad (6)$$

Pentru a găsi banda de frecvență transmisă (cu atenuare mai mică de 3 db) de etajul compensat punem condiția $|M_i| = 0{,}707$. Rezultă în acest caz o frecvență limită superioară :

$$f_s \simeq \frac{1}{\alpha} \frac{1}{2\pi\tau_a}. \qquad (7)$$

Observînd că $\frac{1}{2\pi\tau_a}$ este tocmai frecvența limită superioară transmisă de etajul necompensat f_0, obținem :

$$f_s \simeq \frac{1}{\alpha} f_0. \qquad (7')$$

Relația (7′) ne arată că banda a crescut în același raport în care a scăzut amplificarea etajului la frecvențe medii. Aparent același lucru se putea obține prin scăderea rezistenței anodice de $\frac{1}{\alpha}$ ori.

In realitate, avantajul considerabil obținut prin utilizarea compensării în catodă constă în introducerea reacției negative la frecvențe medii (și joase) avînd ca efect creșterea stabilității funcționării amplificatoarelor. Inainte de a analiza modul în care putem obține o creștere a benzii mai mare decît scăderea amplificării în bandă vom studia caracteristica de fază a vectorului M_i și condiția ce trebuia să o îndeplinească elementele circuitului pentru a nu avea supracompensare de fază. Efectuînd faza expresiei (2′) obținem :

$$\operatorname{tg}\varphi = \omega \frac{\tau_c(1-\alpha) - \tau_a - \omega^2 \alpha \tau_a \tau_c^2}{1 + \omega^2 [\tau_a \tau_c (1-\alpha) + \alpha \tau_c^2]}. \qquad (8)$$

Observăm că funcția $y = \operatorname{tg}\varphi$ (care trece prin valori extreme o dată cu funcția studiată φ) este de forma :-

$$y = \omega F(\omega).$$

In studiul caracteristicii de fază trebuie să avem în vedere două considerente :

a) faza este o funcție impară de frecvență și deci toate derivatele de ordin par se anulează de la sine pentru $\omega = 0$;

b) anularea primei derivate a fazei nu este necesară deoarece derivata întîia nu produce distorsiuni de fază.

Derivata a treia a funcției y în origină are expresia :

$$y'''_{(\omega=0)} = 3F''(0) = 6\,[\tau_a \tau_c (1-\alpha) + \alpha \tau_c^2] \times$$
$$\times\,[\alpha \tau_c^2 + \tau_c \tau_a (1-\alpha) - \tau_a^2].$$

Deoarece în orice caz avem :

$$\tau_a \tau_c (1-\alpha) + \alpha \tau_c^2 \neq 0$$

parametrul τ_c rezultă din anularea parantezei a doua :

$$\tau_c = \tau_a. \qquad (9)$$

Relația (9) ne arată că alegînd o constantă de timp a circuitului din catodă astfel încît să avem o caracteristică de amplificare optimă vom obține o supracompensare de fază. Această

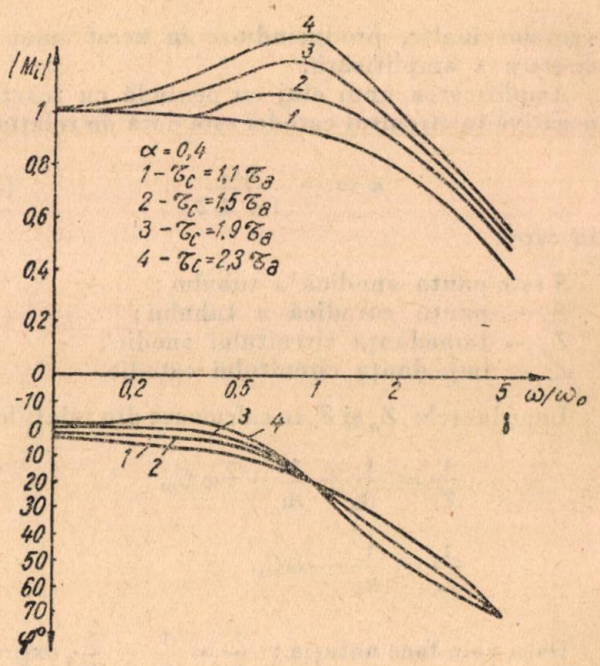


Fig. 2

supracompensare este cu atît mai mică cu cît reacția negativă este mai puternică, deoarece în acest caz valorile lui τ_c determinate din relațiile (5′) și (9) sînt foarte apropiate.

In fig. 2 sînt trasate două familii de caracteristici de amplitudine și fază avînd drept parametru constanta de timp a circuitului de compensare.

Atît variația amplificării relative cît și variația fazei sînt trasate în funcție de frecvența raportată la frecvența limită superioară transmisă de etajul necompensat (la 3 db).

Examinînd familia caracteristicilor de fază se observă că deși pentru toate cele patru caracteristici avem relația $\tau_c > \tau_a$ deci toate sînt supracompensate în fază, mai evidentă ne apare supracompensarea doar la ultimele două caracte-

ristici, pentru care avem $\tau_c > 1{,}5\ \tau_a$. Rezultă că putem folosi pentru calculul circuitului de compensare relația (6') cu condiția ca, constanta de timp τ_c rezultată din calcul să satisfacă relația : $\tau_c \leqslant 1{,}5\ \tau_a$.

Din examinarea caracteristicilor de amplificare se observă, că presupunînd constanta de timp a circuitului catodic ca o mărime care crește o dată cu frecvența, la mărirea frecvenței am trece de pe o curbă pe alta și am obține în acest fel o bandă a etajului amplificator mult mai largă. Lărgimea benzii (considerată față de etajul necompensat) este cu atît mai pronunțată cu cît vom folosi pentru definirea noțiunii de bandă o atenuare admisibilă mai mică, deoarece caracteristicile se apropie între ele o dată cu scăderea amplificării relative.

O constantă de timp crescătoare cu frecvența, se se poate obține dintr-o rezistență și o capacitate a cărei valoare să crească cu frecvența. Se știe însă că circuitul rezonant serie se prezintă tocmai ca o capacitate crescătoare cu frecvența, pentru frecvențe mai mici decît frecvența sa proprie de rezonanță [2]. Notînd prin ω_R pulsația proprie de rezonanță a circuitului serie, capacitatea echivalentă are următoarea expresie :

$$C_e = \frac{C_c}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2}.$$

Introducînd capacitatea C_e în locul capacității C_c din relația (2') obținem vectorul M_i ca funcție de frecvență. Este de observat însă că circuitul de compensare va conține de data aceasta doi parametri : C_c și ω_R.

Se poate calcula, pe aceeași cale ca la circuitul cu compensare simplă prin capacitate în catodă, valorile optime ale elementelor circuitului de compensare.

Amplitudinea vectorului M_i variază cu frecvența după următoarea relație :

$$|M_i| = \sqrt{\frac{1+\omega^2\frac{\tau_c^2}{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2\right]^2}}{1+\left(\tau_a^2+\alpha^2\frac{\tau_c^2}{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2\right]^2}\right)\omega^2+\alpha^2\frac{\tau_a^2\,\tau_c^2\,\omega^4}{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2\right]^2}}} \qquad (10)$$

Pentru simplificarea calculului analitic vom studia și de data aceasta variația funcției :

$y = \frac{1}{|M_i|^2}$ considerînd variabila $x = \frac{\omega^2}{\omega_R^2}$,

$$y = \frac{1+\left(\omega_R^2\,\tau_a^2+\alpha^2\frac{\omega_R^2\,\tau_c^2}{(1-x)^2}\right)x+\alpha^2\frac{\tau_a^2\,\tau_c^2\,\omega_R^4}{(1-x)^2}\,x^2}{1+\frac{\omega_R^2\,\tau_c^2}{(1-x)^2}\,x}, \qquad (11)$$

Folosind următoarele notații :

$$\beta = \omega_R\,\tau_c$$

$$M = \omega_R^2\,\tau_a^2\,x$$

$$N = \omega_R^2\frac{\tau_c^2}{(1-x)^2}\,x = \frac{\beta^2\,x}{(1-x)^2}$$

relația (11) se transformă în :

$$y = \frac{(1+M)(1+\alpha^2 N)}{1+N}. \qquad (11')$$

Pentru aplicarea metodei lui Brande trebuie să calculăm valorile funcțiilor M și N și ale primelor două derivate ale acestora în origină. Aceste valori sînt :

$$M(0) = 0 \qquad M'(0) = \omega_R^2\,\tau_a^2 \qquad M''(0) = 0$$

$$N(0) = 0 \qquad N'(0) = \beta^2 \qquad N''(0) = 4\beta^2.$$

Prima derivată a funcției y în punctul $x = 0$ are următoarea valoare :

$$y'_{(x=0)} = M'(0) - (1-\alpha^2)\,N'(0) = \omega_R^2\,\tau_a^2 - (1-\alpha^2)\,\omega_R^2\,\tau_c^2.$$

Pentru anularea acestei derivate trebuie să avem îndeplinită condiția :

$$\tau_c = \frac{\tau_a}{\sqrt{1-\alpha^2}} \qquad (13)$$

care este identică cu condiția (5') impusă de circuitul cu compensare simplă. Această identitate se poate explica simplist prin aceea că trecînd de pe o curbă pe alta pe familia de caracteristici din fig. 2, vom primi pentru frecvențe foarte mici (practic $x = 0$ și $C_e = C_c$) tot de pe curba optimă din cazul compensării simple.

Derivata a doua a funcției y are următoarea valoare în punctul $x = 0$:

$$y''_{(x=0)} = 2\,\alpha^2\,M'(0)\,N'(0) - 2\,N'(0)\,[M'(0) - (1-\alpha^2)\,N'(0)] - (1-\alpha^2)\,N''(0).$$

Punînd condiția $y''_{(x=0)} = 0$ și ținînd seamă că anterior am pus condiția :

$$y'_{(x=0)} = M'(0) - N'(0)\ (1-\alpha^2) = 0$$

rezultă relația :

$$2\,\alpha^2 M'(0) N'(0) - (1 - \alpha^2) N''(0) = 0 \quad (14)$$

sau ținînd seamă de notațiile (13) :

$$2\,\alpha^2 \omega_R^2 \tau_a^2 \beta^2 - 4\,\beta^2 (1 - \alpha^2) = 0 \quad (14')$$

de unde rezultă parametrul căutat :

$$\omega_R = \frac{\sqrt{2(1-\alpha^2)}}{\alpha \tau_a}. \quad (15)$$

Găsirea parametrilor circuitului, necesari pentru a obține caracteristica optimă de fază se poate face principial pe aceeași cale ca în cazul compensării simple. Și aici vom urmări anularea derivatelor a treia și a cincia, funcția fază fiind impară. Cum însă aceste condiții ne conduc la ecuații de ordin superior în τ_c și ω_R ,nerezolvabile prin metode obișnuite, vom prefera să verificăm experimental caracteristica de fază a circuitului proiectat pe baza relațiilor (13) și (15).

Calculul etajului amplificator compensat în catodă prin inductanță și capacitate se face în modul următor, parametrii etajului amplificator necompensat fiind cunoscuți :

a) se alege rezistența R_c din catodă care să asigure un anumit grad de stabilitate a funcționării etajului ;

b) se determină coeficientul $\alpha = \frac{1}{1 + S_c R_c}$. Panta catodică S_c se poate determina teoretic pe baza relației : $S_c = \frac{\partial i_a}{\partial u_{g_1}} + \frac{\partial i_{g_2}}{\partial u_{g_1}}$. Evident variația curentului de ecran există doar cînd ecranul este decuplat la masă (și nu la catod). Dacă ecranul (și supresorul) nu ar fi legate la masă ci la catodă se poate arăta [2] că în acest caz apare între catodă și masă o capacitate avînd ordinul de mărime al capacității de compensare care îndepărtează experiența de rezultatele calculului efectuat ;

c) pentru a avea aceeași amplificare la frecvențe medii cu a etajului necompensat se mărește sarcina din circuitul anodic la valoarea :

$$R_a' = \frac{R_a}{\alpha};$$

d) se determină condensatorul de compensare pe baza relației :

$$C_c = \frac{C_0}{\sqrt{1-\alpha^2}} \cdot \frac{R_a'}{R_c};$$

e) se determină frecvența de rezonanță a circuitului serie din catodă :

$$\omega_R = \frac{\sqrt{2(1-\alpha^2)}}{\alpha C_0 R_a'};$$

f) se determină valoarea inductanței de compensare :

$$L_c = \frac{1}{\omega_R^2 C_c}.$$

Verificări experimentale. Pentru studiul experimental al etajului amplificator compensat în catodă s-a lucrat pe un model de joasă frecvență ceea ce a mărit precizia măsurătorilor, în special, la fază. Datele etajului amplificator realizat cu tubul 6Ж 4 sînt

$$R_a = 2\,200\ \Omega,\ C_0 = 2\,000\ pF.$$

Măsurînd amplificarea etajului cu și fără reacție negativă în catodă ($R_c = 560\ \Omega$) s-a determinat coeficientul $\alpha = \frac{A'}{A} 0{,}22$. Pentru a menține valoarea amplificării în bandă s-a crescut sarcina anodică la valoarea :

$$R_a' = \frac{2{,}2}{0{,}22} = 10\ \text{K}\ \Omega.$$

Folosind relațiile (13) și (15) s-au determinat valorile elementelor circuitului de compensare :

$$C_c = 37\ \text{nF},\ L_c = 0{,}29\ \text{mH}.$$

In fig. 3 sînt trasate caracteristicile experimentale de amplitudine și fază ale etajului

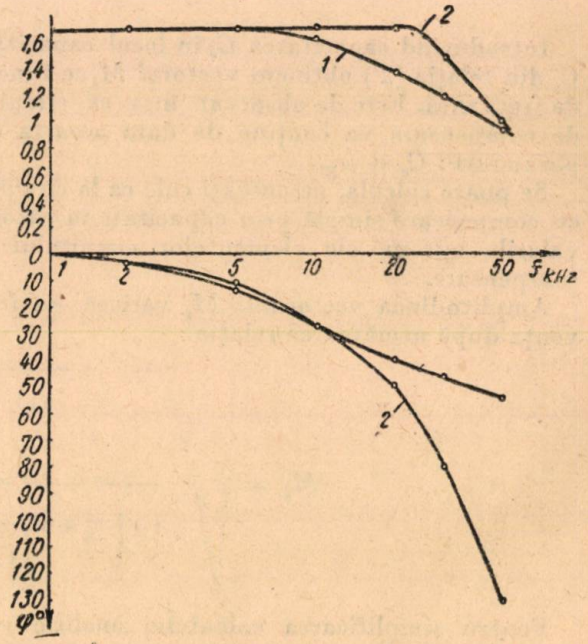


Fig. 3

amplificator necompensat (curbele *1*) și cu compensare în catodă (curbele *2*). Caracteristicile de amplitudine ilustrează afirmația făcută anterior că că lărgirea benzii este cu atît mai mare cu cît admitem o atenuare în bandă mai mică. Astfel la 1 db numai a crescut de 2,16 ori, la 2 db de 1,73 ori iar la 3 db numai de 1,4 ori. Rezultă de

aici avantajul deosebit pe care-l prezintă utilizarea acestui tip de compensare în amplificatoarele de măsură unde se impun atenuări admisibile mici în banda de frecvență respectivă.

Examinînd caracteristicile de fază, constatăm că într-adevăr caracteristica 2 nu prezintă o supracompensare evidentă şi utilizarea relaţiilor (13) şi (15) în calculul circuitului de compensare este justificată.

In încheiere trebuie să menţionăm că utilizarea compensării în catodă prezintă şi avantaje economice prin faptul că se evită utilizarea unui condensator electrolitic pentru decuplarea catodei, al cărui preţ este mult mai ridicat decît costul elementelor circuitului de compensare.

Bibliografie

[1] *Brande G. V.*: O corecţii ciastotnîh i faznîh harakteristik usilitelnîh ustroistv J. T. F. nr. 9/1934.
[2] *Bereskin Alex*: Cathode — Compensated Video Amplification. Electronics, iunie, 1949.

★

КОМПЕНСАЦИЯ В КАТОДНОЙ ЦЕПИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Резюме

Рассматривается возможность осуществления компенсации в катодной цепи широкополосных усилителей; выводы иллюстрируются экспериментальной проверкой.

NOTE

Metode de studiu a circuitelor electrice la impulsuri de tensiune

A. C. NICOLAIDE

538.565.: 621.392.2.015.33

In electrotehnica modernă, utilizarea impulsurilor în diferite aplicaţii, a luat o largă dezvoltare.

Astfel generatorii de impulsuri, se folosesc pentru găsirea defectelor pe liniile de transport de energie electrică; de asemenea în sistemele electronice folosite ca instalaţii de pornire sau de reglare, este necesară de multe ori utilizarea impulsurilor cu formă ascuţită.

In studiul teoretic al impulsurilor se utilizează noţiunile de admitanţă tranzitorie la tensiunea unitară şi de admitanţă tranzitorie la impuls unitar.

Admitanţa tranzitorie la tensiune unitară, este numeric egală cu curentul ce trece prin circuit, cînd tensiunea aplicată are valoarea egală cu unitatea.

Astfel pentru circuitul R, L admitanţa tranzitorie este:

$$A(t) = \frac{1}{R}\left(1 - e^{-\frac{R}{L}t}\right),$$

pentru circuitul R, C admitanţa tranzitorie va fi:

$$A(t) = \frac{1}{R}\, e^{-\frac{1}{RC}t},$$

iar pentru circuitul R, L, C admitanţa tranzitorie este:

$$A(t) = \frac{1}{\omega_0 L}\, e^{-bt} \sin \omega_0 t$$

unde

$$b = \frac{R}{2L} \quad \text{şi} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}.$$

Să arătăm ce se înţelege prin impuls unitar.

Impulsul unitar este o tensiune aplicată un timp foarte scurt şi astfel că $S(t)$ fiind impulsul să avem:

$$\int_0^{t_0} S(t)\, dt = 1$$

t_0 fiind durata cît acţionează impulsul.

Din examinarea acestei integrale rezultă că dacă t_0 tinde spre zero $S(t)$ tinde către infinit. Practic $S(t)$ are o valoare mare, iar t_0 o valoare destul de mică.

Utilizînd aceste noţiuni, se poate stabili valoarea curentului, care ia naştere în circuitul asupra căruia acţionează impulsul.

Este de multe ori necesar să se calculeze curentul în circuite asupra cărora acţionează impulsuri electrice.

In cele de mai jos vom indica o metodă care să permită să calculăm cu uşurinţă şi cu o eroare suficient de mică, valoarea curentului în circuitele asupra cărora acţionează impulsuri electrice.

Vom începe prin a reaminti pe scurt integrala Duhamel — Carson şi modul cum se stabileşte această integrală, care stă la baza metodei ce o vom expune ulterior.

Tensiunea care acţionează la bornele unui circuit o putem considera în baza principiului superpoziţiei, ca rezultînd din suprapunerea peste tensiunea iniţială $U(o)$ a tensiunilor $\Delta U(\tau)$ care se suprapun la intervale de timp $\Delta \tau$.

Putem scrie:

$$\Delta U(\tau) = \left(\frac{dU}{dt}\right)_\tau \Delta\tau = U'(\tau)\, \Delta\tau. \qquad (1)$$

Curentul $i(t)$ care apare în circuit este dat de relaţia:

$$i(t) = A(t)\, U(o) + \int_0^t A(t-\tau)\, U'(\tau)\, d\tau. \qquad (2)$$

Deoarece componenta $U'(\tau)\, d\tau$ acţionează de la timpul τ pînă la timpul t.

După cum am spus mai sus putem utiliza această integrală, pentru a stabili curentul în cazul impulsurilor unitare. In adevăr, putem scrie înlocuind în formula (3) U prin impulsul S.

$$i(t) = A(t)\, S(o) + \int_0^t A(t-\tau)\, S'(\tau)\, d\tau . \qquad (3)$$

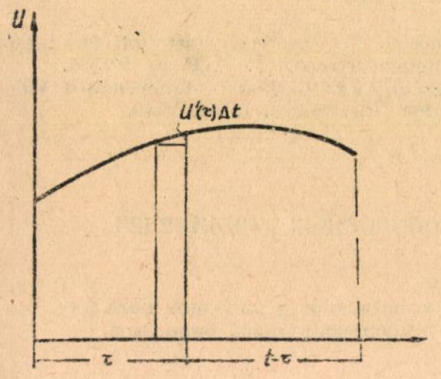


Fig. 1

Să integrăm acum această integrală prin părţi :

$$\int_0^t A(t-\tau)\, S'(\tau)\, d\tau = \left[A(t-\tau)\, S(\tau)\right]_{\tau=0}^{\tau=t} + \int_0^t A'(t-\tau)\, S(\tau)\, d\tau \qquad (4)$$

rezultă că :

$$i(t) = A(o)S(t) - A(t)S(o) + A(t)\, S(o) + \int_0^t A'(t-\tau)\, S(\tau)\, d\tau = A(o)\, S(t) + \int_0^t A'(t-\tau)\, S(\tau)\, d\tau . \qquad (5)$$

Aplicînd ultimei integrale teorema mediei şi notînd cu t_0 durata impulsului, aceasta devine :

$$\int_0^t A'(t-\tau)S(\tau)d\tau = A'(t-t')\int_0^t S(\tau)d\tau = A'(t-t')\int_0^{t_0} S(\tau)d\tau \qquad (6)$$

$0 < t' < t$ $\qquad$ $0 < t' < t_0$

deoarece pentru $t < t_0$ $S(t)$ este nul.

Ţinînd seama că $0 < t' < t_0$ şi cum t_0 tinde către zero valoarea integralei (4) este $A'(t)$.

Deci :

$$i(t) = A(o)\, S(t) + A'(t). \qquad (7)$$

Rezultă în baza celor spuse mai sus că valoarea admitanţei la impuls unitar este :

$$a_i(t) = A(o)\, S(t) + A'(t). \qquad (8)$$

Este evident că pentru $t < t_0$, $S(t)$ are o valoare care este preponderentă faţă de termenul al doilea, care este mult mai mic.

Pentru $t > t_0$ prima componentă este nulă, deoarece impulsul numai acţionează asupra circuitului.

Pentru un circuit cu R, L, de exemplu, admitanţa la impuls unitar este

$$a_i(t) = \frac{1}{L}\, e^{-\frac{R}{L}t} . \qquad (9)$$

Pentru un circuit cu R, C este :

$$a_i(t) = \frac{S(t)}{R} - \frac{1}{R^2 C}\, e^{-\frac{t}{RC}} . \qquad (10)$$

Iar pentru un circuit cu R, L, C :

$$a_i(t) = \frac{e^{-bt}}{L\omega_0}\left(-b \sin \omega_0 t + \omega_0 \cos \omega_0 t\right) \qquad (11)$$

unde

$$b = \frac{R}{2L} \quad \text{şi} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} .$$

Este de observat că teoretic τ tinzînd către zero, $S(t)$ tinde către infinit.

Practic însă t_0 are o valoare foarte mică de ordinul 10^{-4}—10^{-5} secunde, iar $S(t)$ o valoare foarte mare, totuşi finită. Există totuşi un caz în care teoretic $S(t)$ poate creşte nedefinit, iar τ să fie infinit mic, este cazul deconectării circuitelor.

Să reluăm formula (6) care ne dă pentru valoarea integralei (5) :

$$A'(t-t')\int_0^{t_0} S(\tau)\, d\tau . \qquad (12)$$

$$0 < t' < t_0$$

De data aceasta nemai făcînd nici o ipoteză asupra lui t_0 şi S, mărimea şi durata impulsului fiind oarecare, putem scrie că, curentul care se stabileşte în circuit sub acţiunea unei impulsii $S(\tau)$ este :

$$i(t) = A(o)\, S(t) + A'(t-t')\int_0^{t_0} S(\tau)\, d\tau \qquad (13)$$

unde avem $0 < t' < t_0$.

Dar integrala din termenul al doilea al expresiei de mai sus, este tocmai aria cuprinsă între curba S şi axa absciselor, cu alte cuvinte suprafaţa curbei impulsului. Să notăm valoarea acestei suprafeţe cu K. Formula (13) se mai poate scrie :

$$i(t) = A(o)S(t) + KA'(t-t'). \qquad (14)$$

$$0 < t' < t_0$$

Această formulă ne dă oricînd valoarea curentului sau limitele între care se găseşte această valoare.

1. Să vedem mai de aproape ce valori putem da lui t'. Remarcăm de la început că în cazul cînd $t_0 \ll t$ adică atunci cînd durata impulsului este foarte mică faţă de timpul de observare, putem neglija pe t' şi atunci intensitatea curentului este dată de relaţia :

$$i(t) = A(o)\, S(t) + KA'(t). \qquad (15)$$

De altfel t_0 este în foarte multe cazuri destul de mic.

Alegînd la un generator de impulsuri de tip L, capacitatea C din circuitul de negativare a grilei suficient de mică, de ordinul sutimilor de microfarazi, putem obţine impulsuri avînd o durată de numai 10^{-4}—10^{-5} secunde.

2. Dacă momentul de observare este mult după încetarea impulsului, atunci curentul în circuit este dat de relaţia simplă :

$$i(t) = KA'(t). \qquad (16)$$

Rezultă că intensitatea curentului care se stabileşte în circuit, este independentă de forma impulsului.

Acest curent depinde însă de suprafaţa curbei impulsului, altfel spus, depinde de mărimea impulsului şi de durata lui.

In cazul cînd momentul de observare este destul de aproape de încetarea impulsului, atunci nu mai avem $t \gg t_0$ iar valoarea curentului este dată de formula :

$$i(t) = KA'(t-t') \qquad (17)$$

unde $0 < t' < t_0$.

In fig. 3 sînt reprezentate curbele limită între care se află $i(t)$. Aceste curbe limită au ecuațiile:

$$i_1(t) = KA'(t) \text{ și } i_2(t) = KA'(t-t_0). \quad (17')$$

Curba curentului se află în porțiunea haşurată. Această porțiune este destul de scurtă, astfel că, intensitățile curenților, $i_1(t)$ și $i_2(t)$ se confundă după un timp relativ scurt.

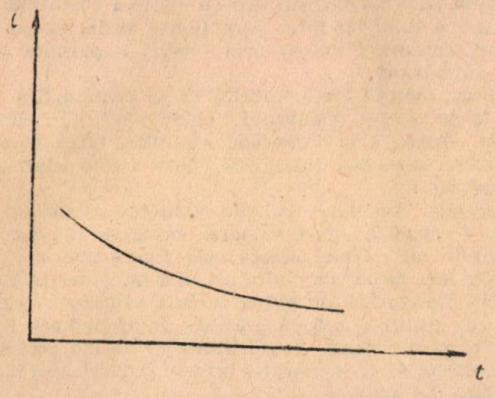


Fig. 2

3. In cazul cînd ne interesează valoarea curentului care se stabilește în circuit, chiar în timpul aplicării impulsului, observăm că integrala din relația (5) reprezintă aria K,

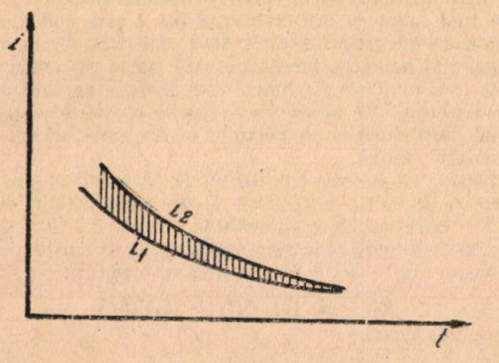


Fig. 3

cuprinsă între curba impulsului, axa absciselor și ordonata corespunzătoare momentului de observare, fiecare element de arie fiind luat cu semnul lui. Expresia care ne dă valoarea curentului este:

$$i(t) = A(o)S(t) + KA'(t-t') \quad (18)$$
$$0 < t' < t.$$

Pentru a găsi curentul, s-ar putea proceda calculînd integrala (5).

Această integrală este însă în cele mai multe cazuri greu de calculat, deoarece curba impulsului poate avea o formă complicată, sau fiind reprezentată printr-o curbă a cărei ecuație nu o cunoaștem. Este mai ușor să se planimetreze aria K și să se caute limitele între care poate varia $i(t)$. Curba adevărată a curentului se depărtează puțin de curba $i(t)$ pentru $t' = 0$.

In adevăr, să considerăm cazul unui circuit cu R și L, atunci curentul va fi:

$$i(t) = \frac{K}{L} e^{-\frac{R}{L}(t-t')} \quad (19)$$

sau

$$i(t) = \frac{K}{L} e^{-\frac{R}{L}t} e^{\frac{R}{L}t'}. \quad (20)$$

Cum durata impulsului este de ordinul $10^{-4} - 10^{-6}$ secunde termenul $e^{\frac{R}{L}t'}$ este apropiat de unitate. Deci, dacă luăm pentru $i(t)$ valoarea corespunzătoare pentru $t' = t_0$ eroarea relativă este foarte mică.

4. Valoarea intensității curentului este dată de formula

$$i(t) = A(o)S(t) + KA'(t-t') \quad (21)$$
$$0 < t' < t$$

oricare ar fi momentul de observare.

In această formulă, K reprezintă aria cuprinsă între curba impulsului, axa absciselor și ordonata corespunzătoare momentului de observare, fiecare element de arie fiind luat cu semnul său.

t' are o valoare cuprinsă între 0 și t.

5. Să examinăm cazul impulsiilor generate de un generator de impulsii de tip L.

Curba $S(t)$ este indicată în fig. 4.

Durata impulsului este t_1 și poate avea valori foarte reduse de ordinul $10^{-4} - 10^{-6}$ secunde.

Perioada de repaus a oscilatorului, care depinde de constanta de timp $T = RC$ poate avea valori de ordinul secundelor.

Să luăm cazul cînd durata impulsului t_0 are valoarea 10^{-4} secunde, iar tensiunea de ieșire S, acționează la bornele unui

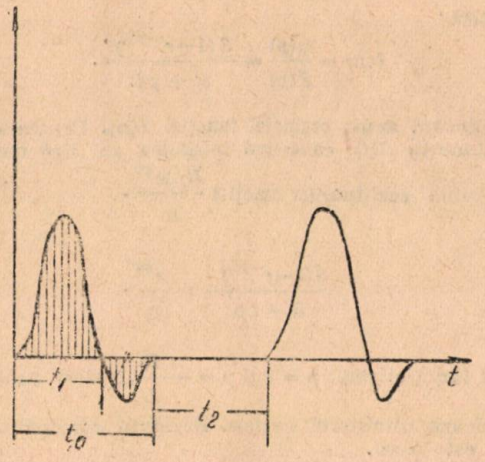


Fig. 4

circuit cu R, L. Curentul care se stabilește în acest circuit, ori care ar fi momentul de observare, este dat de relația:

$$i(t) = \frac{K}{L} e^{-\frac{R}{L}(t-t')} \quad (22)$$

cu $0 < t' < t$.

Curentul maxim care poate trece prin circuit este inferior lui:

$$i = \frac{K}{L} \quad (23)$$

K fiind suma algebrică a ariilor haşurate în fig. 4, iar curentul minim este totdeauna superior lui:

$$i(t) = \frac{K}{L} e^{-\frac{R}{L}t}. \quad (24)$$

Comparație cu alte metode de calcul

In unele cazuri simple cînd cunoaștem ecuația curbei impulsului se poate calcula curentul, cu ajutorul calculului operațional utilizînd transformarea lui Carson. Fie un circuit R, L, asupra căruia acționează un impuls de formă dreptunghiulară, după cum se indică în fig. 5.

Notăm cu S mărimea impulsului care acționează un timp t_0. Să calculăm acum imaginea lui S.

Avem:

$$\varphi(p) = p\int_0^\infty S e^{-pt}\,dt = p\,S\int_0^\infty e^{-pt}\,dt \quad (25)$$

S fiind nul dincolo de t_0.

Deci:

$$\varphi(p) = S(1 - e^{-pt_0})$$

dar în cazul exemplului considerat anterior:

$$Z(p) = R + pL$$

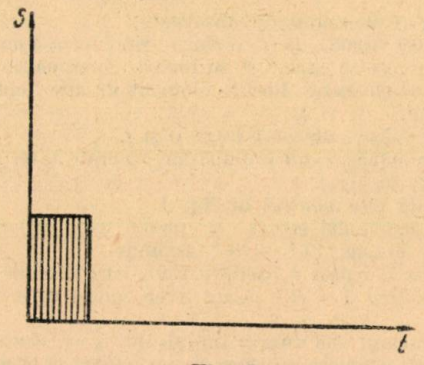


Fig. 5

și rezultă:

$$I(p) = \frac{\varphi(p)}{Z(p)} = \frac{S(1-e^{-pt_0})}{R+pL}.$$

Să căutăm acum orginalul funcției $I(p)$. Pentru a determina funcția $I(t)$ cunoscînd imaginea sa $I(p)$ trebuie să luăm suma reziduurilor funcției $\frac{I(p)e^{pt}}{p}$.

Avem:

$$\frac{S(1-e^{-pt_0})}{R+Lp} \cdot \frac{e^{pt}}{p}.$$

Polii funcției sînt: $p = 0$ și $p = -\frac{R}{L}$, valori pentru care se anulează numitorul acesteia. Reziduul corespunzător lui $p = 0$ este zero.

Reziduul corespunzător lui $p = -\frac{R}{L}$ este:

$$\frac{S}{L}(1-e^{\frac{R}{L}t_0}) \frac{e^{-\frac{R}{L}t}}{-\frac{R}{L}};$$

Deci:

$$I(t) = -\frac{S}{R}(1-e^{\frac{R}{L}t_0}) e^{-\frac{R}{L}t} \qquad (26)$$

Sau dezvoltînd pe $e^{\frac{R}{L}t_0}$ avem:

$$e^{\frac{R}{L}t_0} = 1 + \frac{R}{L}t_0 + \frac{1}{1\cdot 2}\left(\frac{R}{L}t_0\right)^2 + \dots$$

și cum t_0 este mic, putem neglija termenii începînd cu al treilea.

Rezultă înlocuind în (26)

$$I(t) = -\frac{S}{R}\left(1-1-\frac{R}{L}t_0\right)e^{\frac{R}{L}t},$$

sau:

$$I(t) = \frac{St_0}{L}e^{-\frac{R}{L}t} \qquad (27)$$

sau cum $St_0 = K$ aria impulsului, avem:

$$I(t) = \frac{K}{L}e^{-\frac{R}{L}t}, \qquad (28)$$

care ne dă curentul în circuit la momentul t ($t \geqslant to$), formula coincizînd cu formula (24) găsită mai sus. Nu este inutil de a adăuga că folosind calculul operațional se obține valoarea curentului numai la valori ale lui t după încetarea impulsului. Este de observat că utilizînd această metodă, calculele sînt cu mult mai lungi și mai complicate decît în cazul metodei de calcul aproximativ indicată anterior.

Metoda indicată mai sus pentru găsirea curentului în circuit, sau a limitelor între care poate varia, ne conduce la rezultat cunoscînd numai aria curbei impulsului și parametri circuitului.

În plus, metoda are avantajul că se poate aplica oricare ar fi forma curbei impulsului, chiar dacă nu-i cunoaștem ecuația, deoarece în formulele stabilite, intră numai aria impulsului, arie a cărei mărime se poate oricînd determina prin planimetrare.

Observație. Am putea calcula valoarea curentului $i(t)$ la timpul t calculînd direct valoarea integralei (5), dar de cele mai multe ori calculul acesta este foarte anevoios sau nu se poate face deloc; de multe ori nici nu cunoaștem ecuația lui $S(\tau)$. Desigur că am putea calcula valoarea integralei în acest caz printr-o metodă grafică: împărțind aria cuprinsă de $S(\tau)$ prin ordonate echidistante și făcînd același lucru pentru curba $A'(t-\tau)$ cuprinsă între 0 și t. Valoarea integralei este dată de expresia

$$I = (A_1' S_1 + A_2' S_2 + A_3' S_3 + \dots + A_n' S_n')\Delta\tau$$

unde $A_1', A_2', \dots$ sînt mărimile celor n ordonate cuprinse între axa absciselor și curbă.

$\Delta\tau$ este distanța între două ordonate succesive. Cu cît n este mai mare cu atît valoarea lui I este mai apropiată de valoarea integralei. Acest calcul este însă destul de lung și în general neprecis, iar pe de altă parte noi avem nevoie de cele mai mult ori de limita superioară pe care o poate atinge curentul. De aceea acest calcul nu ne interesează cu atît mai mult cu cît nu ne permite să tragem concluzii asupra fenomenului însuși.

Aplicație. La bornele circuitului R, L avînd $R = 0{,}1\,\Omega$ și $L = 10$ H se aplică tensiunea S, de 1 000 V timp de 10^{-6} secunde. Să se calculeze curentul la scurgerea a 10^{-7} secunde și apoi la 1 secundă de la momentul aplicării tensiunii S.

a) Avem: $K = 10^{-4}$ Vs. Aplicăm formula:

$$i(t) = A\ (0)\ S(t) + KA'(t-t')$$

sau în cazul acesta:

$$i(t) = \frac{K}{L}e^{-\frac{R}{L}t} = \frac{10^{-4}}{10}e^{-10^{-9}} = 10^{-5}\,e^{-10^{-9}}.$$

Deci $i = 10^{-5}$ A.

Să refacem calculul utilizînd formula cunoscută de calcul a curentului la închiderea unui circuit

$$i = \frac{S}{R}\left(1-e^{-\frac{R}{L}t}\right) = \frac{1\,000}{0{,}1}\left(1-e^{-10^{-9}}\right) = 10^{-5}\text{ A}.$$

Se observă că cu cît R este mai mic față de L, rezultatul obținut prin formula (24) este mai precis.

b) Să calculăm acum valoarea curentului la $t = 1$ s. Avem:

$$K = 10^{3} \cdot 10^{-6} = 10^{-3}\text{ V} \cdot \text{s}$$

deci:

$$i(1) = \frac{K}{L}e^{-\frac{R}{L}t} = \frac{10^{-3}}{10}e^{-10^{-2}} = 10^{-4}\text{A}.$$

Utilizînd formula obținută mai sus, cu ajutorul calculului operațional, avem:

$$I(1) = \frac{S}{R}\left(1-e^{-\frac{R}{L}t_0}\right)e^{-\frac{R}{L}t} =$$

$$= \frac{1\,000}{0{,}1}\left(1-e^{10^{-2}}\right)e^{-10^{-2}} = 10^{-4}\text{ A}.$$

Observăm că formula (24) reflectă o realitate fizică și anume rolul preponderent pe care-l joacă inductivitatea în cazul fenomenelor tranzitorii.

Radioreceptorul EM-541

Ing. C. FERESTER

621.396.62

Radioreceptorul EM 541 este un aparat popular, construit de întreprinderea Electromagnetica, după schema aparatului sovietic „Moskvici", cu piese şi tuburi electronice importate din U.R.S.S.

Aparatul este o superheterodină cu două game de undă, medii şi lungi, cu patru tuburi electronice şi este alimentat de la reţeaua de curent alternativ 120 V sau 220 V, 50 Hz.

Gamele de undă sînt următoarele:

tubul final alimentează difuzorul printr-un transformator de ieşire corespunzător.

Pentru alimentarea tuburilor se obţin tensiunile necesare din celula redresoare, formată din autotransformatorul de reţea, tubul 6 Ţ 5 S şi elementele de filtraj.

Sensibilitatea receptorului este de cel mult 300 microvolţi pe ambele game de undă şi de 100 milivolţi la bornele de picup.

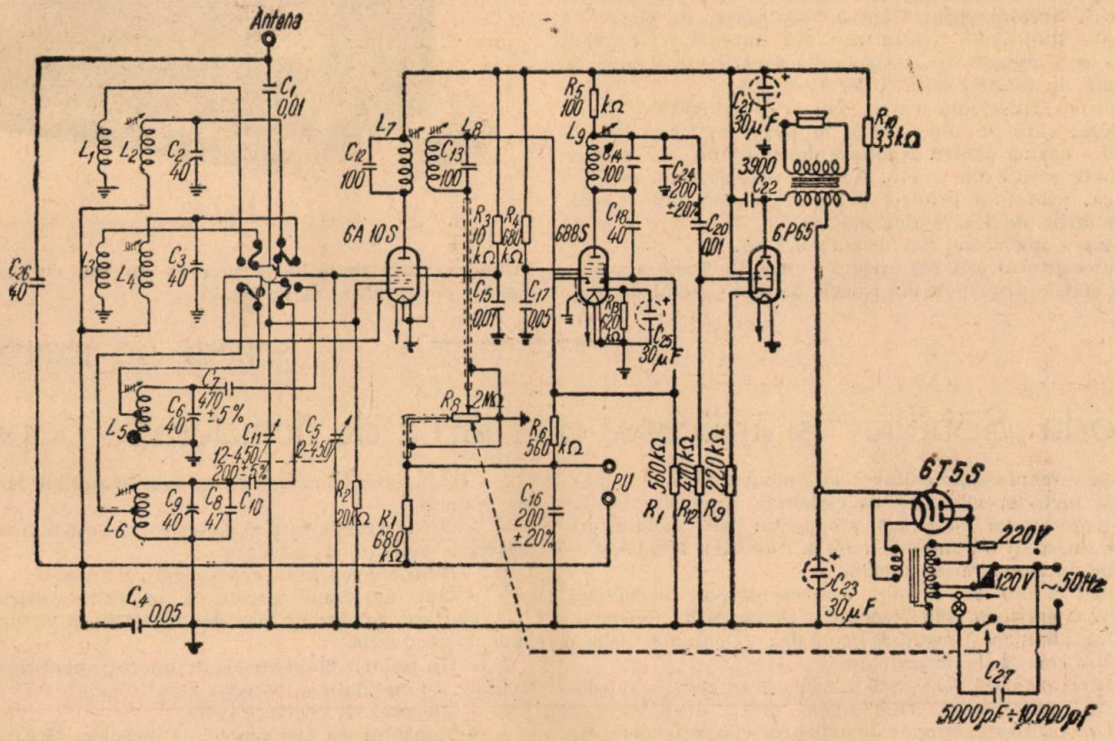


Fig. 1

Unde medii 188-577 m (1595,7-519,2 kHz)

Unde lungi 800-2 000 m (375—200 kHz)

cu o toleranţă de 2% pe unde medii şi de — 1% pe unde lungi.

Tuburile electronice folosite sînt:

6 A 10 S Heptodă, convertoare de frecvenţe

6 B 8 S Dublă diodă pentodă, detectoare amplificatoare

6 P 6 S Pentodă, amplificatoare finală

6 T 5 S Redresoare biplacă.

Tensiunea de încălzire a tuburilor este de 6,3 V, iar tensiunea anodică 250 V.

Schema de principiu a aparatului este arătată în fig 1

Semnalul postului recepţionat, este amplificat de circuitele de intrare şi se aplică tubului convertizor 6 A 10 S. In circuitul anodic al acestui tub se găseşte un filtru de bandă acordat pe medie frecvenţă la 465 kHz.

De la circuitul al doilea al filtrului de bandă tensiunea de medie frecvenţă se aplică pe grila tubului 6 B 8 S, este amplificată şi apoi transmisă la dioda lămpii 6 B 8 S şi este detectată.

Tensiunea de joasă frecvenţă de la sarcina detectoarei, este transmisă din nou (circuit reflex) pe grila tubului 6 B 8 S. care lucrează ca amplificator de medie şi de joasă frecvenţă.

Controlul automat al amplificării (A.V.C.) este realizată prin aplicarea tensiunii de la sarcina diodei, la tuburile 6 A 10 S şi 6 B 8 S.

Tensiunea de joasă frecvenţă amplificată de tubul 6 B 8 S este transmisă pe grila tubului de amplificare finală 6 P 6 S;

Selectivitatea aparatului permite o atenuare de cel puţin 15 decibeli la un dezacord de ± 10 kHz.

Pe fiecare gamă atenuarea semnalelor imagine este de cel puţin 25 decibeli.

Caracteristica de frecvenţă a receptorului, în ansamblul său, permite o transmisie a unei benzi de audiofrecvenţă de 150—3 500 Hz. Atenuarea frecvenţelor din bandă faţă de 400 Hz la o ieşire de 250 mW, pe sarcină artificială, este de ± 6 decibeli.

Puterea nominală de ieşire este de 0,5 W.

Coeficientul de distorsiuni, pentru puterea nominală, nu depăşeşte 10% pentru frecvenţa de 400 Hz.

Caracteristica controlului automat al amplif.cării este astfel încît, atunci cînd receptorul este reglat să debiteze 0,5 W, pe o sarcină de 5 ohmi, avînd la intrare un semnal de 1 MHz modulat cu 30% cu 400 Hz, cu tensiunea de 50 mV, ieşirea să nu scadă mai mult de 5 decibeli la o scădere a semnalului de intrare cu 20 decibeli.

Difuzorul este de tipul dinamic cu magnet permanent şi are o putere de 2,5 W .

Consumul din reţea este de aproximativ 35 W.

Montajul pieselor componente este realizat pe un şasiu metalic.

Receptorul este montat într-o casetă de lemn cu furnir de nuc, culoare natur, lustruită corespunzător cu lac incolor. Dimensiunile casetei sînt de circa 420 × 170 × 180 mm.

Scala este cu desfăşurare liniară în direcţie orizontală, etalonată în metri şi are imprimate numele staţiunilor de emisie principale. Este imprimată în două culori: galben

pentru unde medii şi roşu pentru unde lungi. Scala este iluminată din partea inferioară cu un bec de 6,3 V.

In partea din faţă a aparatului se găsesc doi butoni : butonul din stînga acţionează potenţiometrul care reglează tăria audiţiei, de asemenea şi întrerupătorul de reţea ; butonul din dreapta comandă condensatorul variabil de acord şi prin apăsare pune în funcţie comutatorul de unde — rotit spre stînga unde mediii spre dreapta unde lungi.

In partea din spate a aparatului sînt : borna de antenă şi borne de picup ; de asemenea siguranţa pentru protecţia aparatului, care serveşte în acelaşi timp drept comutator de tensiune pentru 120 V şi 220 V.

Partea din spate a aparatului este protejată cu o placă din carton special dur de culoare neagră, cu găuri de aerisire şi orificiile necesare pentru borne şi siguranţe. Pe placă sînt imprimate indicaţiile pentru racordul antenei, picupului, poziţiile corespunzătoare a siguranţei pentru 120 V şi 220 V şi schema de montaj a tuburilor electronice.

In partea inferioară caseta are o deschizătură dreptunghiulară, care permite accesul la şasiu, astfel că în cele mai multe cazuri pentru eventuale depanări nu este necesar a se scoate şasiul din casetă. Această deschizătură este, de asemenea, protejată printr-o placă de carton dur special, iar şuruburile de fixare sînt sigilate.

Greutatea aparatului este de circa 8,5 kg.

Radioreceptorul EM 541 asigură o recepţie bună a posturilor de emisie principale din gamele de unde medii şi lungi. Toate posturile naţionale sînt recepţionate în bune condiţii.

Buna funcţionare a aparatului este garantată de întreprinderea furnizoare pe termen de un an, cu condiţia ca sigiliul de garanţie să fie intact.

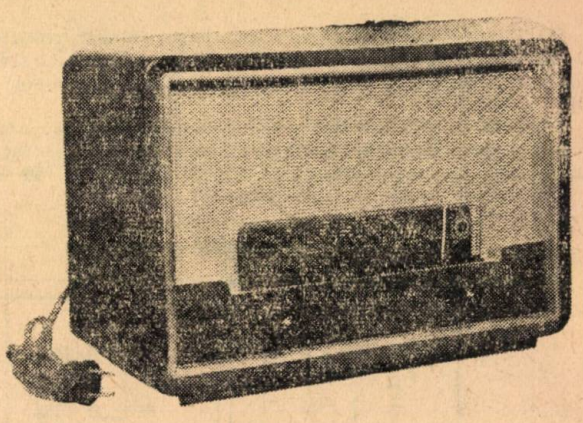


Fig. 2

SCHIMB DE EXPERIENŢĂ

Metoda „Soboliev" şi aplicarea ei în ţările de democraţie populară

Succesele remarcabile obţinute în Uniunea Sovietică prin aplicarea metodei înaintate de elaborare a documentaţiei tehnice a produselor industriale, propusă de constructorul şef Soboliev, au avut un puternic ecou în rîndurile tehnicienilor din ţările de democraţie populară.

Studiind şi aplicînd în mod creator metoda inginerului Soboliev, tehnicienii din Republica Democrată Germană, Republica Populară Ungară şi Republica Populară Polonă au obţinut rezultate importante.

In cele ce urmează vom arăta pe scurt în ce constă, în principal, „metoda Soboliev" şi apoi vom arăta unele exemple concrete de rezultate obţinute în industria electrotehnică din ţările sus menţionate.

Faptul că exemplele date vor fi numai din industria electrotehnică nu trebuie să ne conducă la ideea falsă, că metoda Soboliev se aplică numai în această ramură industrială. Ea este cu succes folosită şi în alte ramuri industriale, însă exemplele au fost alese conform specificului revistei.

Inginerul Soboliev a pornit de la faptul, recunoscut, de toţi cei ce lucrează în domeniul proiectării construcţiilor şi tehnologiei produselor industriale, că aproape la orice produs există părţi componente a căror tehnologie de fabricaţie poate fi simplificată şi realizată cu mai puţin consum de timp şi materiale, dacă se fac anumite modificări constructive.

In vederea găsirii acestei modificări, Soboliev, a propus constituirea de brigăzi complexe.

In aceste brigăzi, compuse în primul rînd din constructori şi tehnologi, trebuie să intre specialişti din laboratorul întreprinderii, maiştri şi muncitori fruntaşi din producţie.

Pentru revizuirea unei construcţii, brigada analizează subansamblu cu subansamblu, piesă cu piesă construcţia respectivă. Ei împart piesele componente în două categorii : condiţionate şi necondiţionate de modul de funcţionare a produsului. Piesele din aceasta din urmă categorie vor fi în primul rînd şi în mod amănunţit analizate.

Este evident că modificările propuse de brigadă nu trebuie să prejudicieze întru nimic calitatea produsului şi că ele trebuie să conducă la o reducere a preţului de cost a produsului respectiv.

Nu există o reţetă în vederea bunei aplicări a metodei Soboliev.

Ca un îndrumar pentru munca brigăzilor „Soboliev" se indică următoarele 10 puncte de orientare :

1. — Reducerea la minim a consumului de manoperă.

2. — Realizarea fabricaţiei cu un minim posibil de mijloace de producţie.

3. — O construcţie care să necesite un consum minim de materiale scumpe şi deficitare.

4. — Evitarea operaţiilor complicate şi grele

5. — Cele mai simple operaţii de pregătire a lucrului

6. — Evitarea fondurilor mari de investiţii, şi a suprafeţelor mari de producţie.

7. — Un număr cît mai redus de operaţii pentru reducerea timpilor de circulaţie a reperelor prin întreprindere.

8. — Alegerea de toleranţe juste.

9. — Montajul cel mai simplu al pieselor, fără prelucrări suplimentare, la montaj.

10. — Realizarea de elemente constructive tip.

Metoda „Soboliev" poate fi aplicată atît la produse ce sînt în fabricaţie curentă, obţinîndu-se reducerea preţului de cost şi eliberarea de maşini, manoperă şi materiale, pentru a fi folosite în alte scopuri necesare economiei naţionale, cît şi la produse noi, astfel ca atunci cînd va fi lansat în fabricaţie, produsul să fie cît mai corespunzător, atît din punct de vedere tehnic cît şi economic.

După cum rezultă din cele de mai sus esenţial în metoda „Soboliev" este faptul că se crează o formă organizată de întărire a preocupării tehnicienilor pentru aspectul economic al producţiei industriale.

Perfecţionarea şi construcţia de aparate, maşini şi agregate nu poate avea loc numai după criterii strict tehnice, ci ţinîndu-se seama în acelaşi timp de posibilităţile economice de fabricaţie.

De asemenea, esenţial în metoda „Soboliev" este că în cadrul brigăzii complexe colaborează constructori, tehnicieni şi alţi specialişti din laborator şi din producţie, maiştri şi muncitori înaintaţi.

Superioritatea acestei munci în colectiv, faţă de munca izolată a fiecărui component al brigăzii este evidentă. Priceperea personală, cultura tehnică şi în special cunoştinţele tehnice specifice specialităţi respective, constituie aportul fiecărui specialist în brigadă, însă numai confruntarea lor în colectiv şi analiza multilaterală, complexă, pe care o poate face colectivul brigăzii, duce la soluţii superioare, care să asigure realizarea de produse de cea mai bună calitate cu cea mai simplă şi ieftină execuţie.

Important este deci faptul că prin aplicarea metodei „Soboliev" se desvoltă preocuparea tehnicienilor şi muncitorilor de a realiza produsele cu indici economici din ce în ce mai buni

şi că în cadrul brigăzilor se organizează colaborarea creatoare între diverşi specialişti ai întreprinderii şi între tehnicienii şi oamenii din producţie.

Important este faptul că acolo unde metoda „Soboliev" a fost temeinic şi perseverent aplicată ea a contribuit la realizarea planului întreprinderii respective, la toţi indicii săi.

Iată cîteva exemple de rezultate obţinute prin aplicarea metodei „Soboliev".

Nouă piese ale unui întreruptor automat de joasă tensiune, care se fabrică în mare număr în mod curent, după o amănunţită analiză în cadrul brigăzii „Soboliev" au fost modificate.

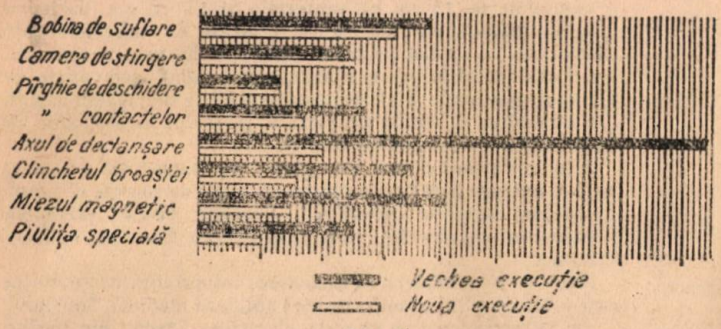


Fig. 1

Din graficul de mai sus rezultă diferenţa dintre ciclurile de fabricaţie a pieselor în vechea formă şi în cea nouă, prelucrată de brigada „Soboliev"

La toate piesele la care ciclurile de fabricaţie nu au putut fi reduse, s-a obţinut totuşi o reducere a costurilor de fabricaţie după cum urmează :

— bobină de suflare	cu 12 %
— camera de stingere a arcului	cu 63 %
— pîrghia de deschidere	cu 80 %
— pîrghia contactelor	cu 14 %
— axul de declanşare	cu 64 %
— clichetul broaştei	cu 50 %
— piuliţă specială	cu 88 %

Cum s-au obţinut aceste rezultate ?

Prin modificări constructive bine gîndite şi bine verificate, elaborate de către brigada complexă.

Bobina de stingere se executa înainte din bară de cupru îndoită pe latura înaltă a secţiunii (fig. 2 a) şi avea patru spire.

Fig, 2 Bobina de suflare
a — vechea execuţie ; *b* — noua execuţie

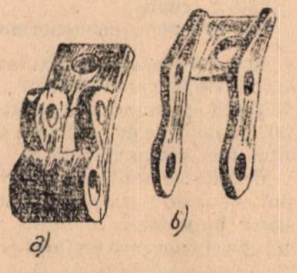


Fig. 3 Pîrghia de deschidere.
a — vechea execuţe ; *b* — noua execuţie

Datorită spaţiului de montaj redus, se cereau toleranţe destul de strînse la diametru şi lăţimea totală.

La cererea brigăzii, înginerii laboratorului au studiat influenţa pe care o are în funcţionarea bobinei reducerea numărului de spire. Cercetările au arătat, că bobina îşi îndeplineşte funcţiunea în aparatul respectiv, chiar dacă are o singură spiră completă.

Astfel s-a putut trece la realizarea noii bobine (fig. 2 b). Economiile realizate au fost : 15 % la durata ciclului de fabricaţie, 12 % la costul de fabricaţie şi 75 % la metale neferoase.

— Pîrghia de deschidere. Era făcută din alamă turnată, frezată şi găurită. Cum însă această pîrghie are o funcţie pur mecanică, a fost înlocuită cu o piesă din tablă de oţel ştanţată. Economia rezultată este evidentă.

— Axul de declanşare (fig. 4) era în vechea execuţie făcut dintr-o bară de oţel dreptunghiulară, care, după ce i s-au efectuat în atelier operaţiile de strungire şi găurire, este trimisă în altă întreprindere unde este îmbrăcată cu material izolant. Apoi revine în atelier şi se montează pîrghiile.

După cum se vede, axul de declanşare, în execuţia veche, reunea în tehnologia sa cele mai marcante neajunsuri posibile şi anume :

a) prelucrarea mecanică în atelier ;
b) operaţiuni efectuate în exterior ;
c) prelucrări intermediare ;
d) reîntoarcerea piesei în atelier ;
e) montaj final în atelier.

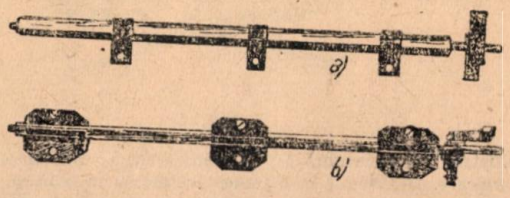


Fig. 4 Axul de declanşare
a — vechea execuţie ; *b* — noua execuţie

In asemenea condiţii este natural că execuţia axului de declanşare constituia o serioasă piedică în producţie.

In noua execuţie, conform propunerii brigăzii Soboliev, cele trei pîrghii de pe ax nu se mai execută din bandă de oţel ci dintr-un material izolant. In acest fel izolarea axului dreptunghiular nu mai este necesară şi deci nu mai este necesară tranpsortarea în altă întreprindere. De asemenea pîrghia de declanşare din capătul axului, care era realizată din cîteva piese mici ştanţate, a fost înlocuită cu o piesă turnată.

Axul de declanşare se execută deci în întregime în întreprindere şi se poate face o precisă urmărire a fabricaţiei ei. Piesele izolante nu produc dificultăţi de aprovizionare, deoarece ele sînt independente de axul dreptunghiular şi pot fi asigurate în modul corespunzător.

Economiile realizate la această piesă sînt :
La ciclul de fabricaţie 80 %
La costuri de fabricaţie 64 %

Clichetul broaştei (fig. 5), în vechea execuţie era o placă de alamă cu diverse găuri în care erau nituite trei bolţuri.

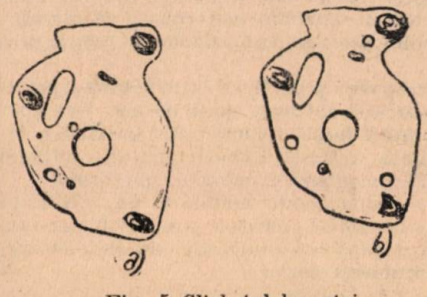


Fig. 5 Clichetul broaştei
a — vechea execuţie ; *b* — noua execuţie

Operaţia de nituire, făcea şi din această piesă „o problemă" a atelierului.

Conform propunerii brigăzii „Soboliev", printr-o schimbare a matriţei, bolţurile sînt fixate o dată cu matriţarea plăcii. Pentru a se asigura corecta poziţie a bolţurilor, ele mai sînt supuse unei simple operaţii pe maşina de găurit.

S-a economisit :
— La ciclul de fabricaţie 54 %
— La costuri de fabricaţie 52 %

Cele cîteva exemple de mai sus sînt spicuite dintre realizările brigăzilor „Soboliev" de la uzina de aparate electrice „I. V. Stalin" din Berlin.

Trebuie observat că prin munca perseverentă de aplicare sistematică a metodei Soboliev de către conducerea acestei între rinderi, s-au obținut succese remarcabile și a făcut din întreprinderea „I. V. Stalin" un exemplu pentru toate întreprinderile din R.D.G.

In Republica Populară Ungară aplicarea metodei Soboliev a dat naștere unei mișcări în rîndurile tehnicienilor din industria electrotehnică : dimensionarea rațională. Această mișcare se extinde în întreaga industrie maghiară.

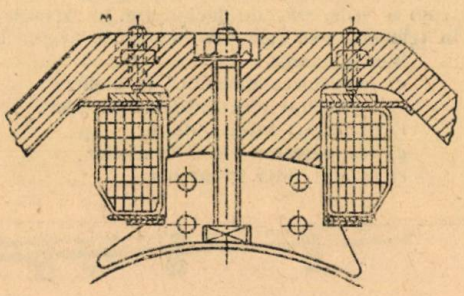


Fig. 6

In uzina „Klement Gottwald" s-au format brigăzi complexe formate din ingineri, tehnologi, maiștri și muncitori din producție. In general, în fruntea brigăzilor au fost puși responsabilii sectorului respectiv din serviciul „Constructorului Șef"

Iată cîteva exemple de realizări ale uneia din aceste brigăzi :

Brigada de motoare a întreprinderii „Klement Gottwald" a lucrat la modificarea constructivă a motorului complet

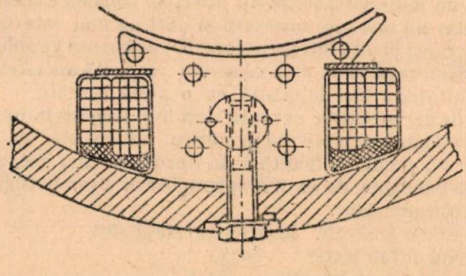


Fig. 7

închis a locomotivei de mină, de tipul 20 LE. Brigada a stabilit între altele, că nu sînt asigurate condiții bune de disipare a căldurii din interiorul motorului și că întreaga construcție a motorului este necorespunzătoare în ceea ce privește ventilația.

După cum se vede și din fig. 6 între bobină și pol, cît și între bobină și carcasă sînt mari spații de aer. Dat fiind că și la motorul complet închis căldura este transmisă în exterior prin suprafața carcasei, trebuie asigurată o transmitere cît mai directă la montarea exterioară a motorului.

Brigada a propus soluția arătată în fig. (7). Printr-o mică modificare s-a rezolvat problema pusă. Bobina este întîi montată pe pol și după ce s-a intercalat un chit elastic, se strîng puternic șuruburile polilor.

Avantajele acestei construcții sînt duble :

1. Carcasa preia mai repede căldura ce se produce în motor.
2. Fixarea elastică a bobinelor înlătură posibilitatea ca bobinele să capete joc.

Carcasa, înainte turnată, a fost înlocuită cu o carcasă cilindrică sudată, înlocuindu-se dificultățile ce rezultau din strungirea oțelului turnat.

Afară de cele arătate, brigada a mai adus la acest motor încă multe modificări și a obținut astfel : o scădere a greutății motorului cu 12% și a timpului de lucru cu 20%. Socotită această reducere la o producție anuală de 250 buc, rezultă o economie de 13 200 kg materiale și 13 000 ore de lucru.

— O brigadă din fabrica de aparate de telecomunicații „Beloianis" a studiat problema materialelor pentru contacte. Ea a stabilit că în loc de platin, aur, argint sau aliaje de platin argint poate fi folosit paladiu și aliaje de paladiu-argint.

Ca rezultat al acestei propuneri, a reieșit o economie de mai multe sute de mii de forinți.

Din revistele tehnice din țările de democrație populară se pot extrage încă foarte multe exemple de succese obținute de brigăzi complexe „Soboliev". Socotim însă că exemplele prezentate mai sus sînt suficiente pentru ilustrarea aplicării metodei.

Trebuie să subliniem, în încheiere, importanța deosebită pe care o are aspectul organizatoric al aplicării metodei „Soboliev"

In întreprinderea de aparate electrice „Stalin" din Berlin-Treptow, aplicarea metodei „Soboliev" a fost precedată de o temeinică muncă pregătitoare. Printr-o bună organizare și planificare a muncii brigăzilor s-au obținut rezultate remarcabile.

Astfel bilanțul activității brigăzilor complexe ce au activat circa 9 luni în 1953 arată că s-au făcut următoarele economii la produse din producția curentă.

7 tone oțel
1 „ alamă
700 kg zinc
300 „ aluminiu
200 „ cositor
300 „ cupru
626 000 piese normalizate

In total (fără a ține seama de cheltuielilegenerale) s-au economisit la salarii și materiale peste 330 000 mărci.

In 1954 numărul brigăzilor a crescut. Ele au putut raporta după cca. 7 luni de activitate următoarele economii :

72 tone oțel
800 kg alamă
200 , zinc
200 „ aluminiu
30 „ cositor
880 „ cupru
625 000 piese piese normalizate

In total s-au economisit, la salarii și materiale, peste 530 000 mărci. Experiența brigăzilor „Soboliev" mai arată, că înafară de justa organizare și planificare a activității brigăzilor succesul lor depinde de felul cum ele sînt sprijinite și de existența unui just sistem stimulativ.

Metoda înaintată de muncă în domeniul construcției de mașini, aparate și agregate a inginerului Soboliev, constituie o armă importantă în lupta pentru creșterea productivității muncii și reducerea prețului de cost.

Ing. J. W.

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

REVISTA „ELECTROTEHNICA". organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. și al Ministerului Energiei Electrice și Industriei Electrotehnice * Redacția: București. str. Ioan Ghica nr. 3. Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon: 3.57.28 și 3.07.30 * Administrația și Casieria: Calea Victoriei nr. 118, Raionul I. V. Stalin * Revista este editată de „EDITURA ENERGETICĂ DE STAT", B-dul General Magheru nr. 33, Telefon: 5.44.70/155 * Abonamentele se primesc la toate oficiile poștale de la orașe și sate, prin factorii poștali la secțiile raionale de Difuzare a Presei și la *sediul Redacției din str. Ioan Ghica nr. 3* * Tarif pentru întreprinderi: lei 96 anual; Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual; Prețul unui exemplar: lei 5.

Academia Republicii Populare Romîne
Institutul de Studii Romîno-Sovietic

Pentru a veni în ajutorul specialiştilor din ţara noastră, *Institutul de Studii Romîno-Sovietic al Academiei R. P. R.* editează şi publică în limba romînă o serie de materiale documentare, cu privire la realizările şi experienţele sovietice în diferite domenii ale ştiinţei.

De curînd au apărut:

Buletinul de informare ştiinţifică nr. 14/1955.
Reviste de referate.

— *„Matematică-Fizică"* nr. 1/1955.
— *„Agricultura"* nr. 1/1955.

Culegeri de referate din literatura sovietică de specialitate:

— *„Arhitectură şi construcţii"*, nr. 2/1955.
— *„Minerit"* nr. 1/1955.
— *„Industria uşoară"* nr. 1/1955.
— *„Silvicultură şi industria lemnului şi a hîrtiei"* nr. 3/1955.
— *„Literatură şi artă"* nr. 2/1955.

Analele romîno-sovietice.

— *„Chimie"* nr. 1/1955.
— *„Silvicultură şi Industria lemnului"* nr.1/1955.
— *„Metalurgie şi construcţii de maşini"* nr. 1/1955.

In cadrul problemelor tratate cititorul se informează asupra variatelor metode şi procedee folosite în Uniunea Sovietică şi se poate documenta la timp cu cele mai bune metode aplicate în diferitele ramuri ale industriei sovietice, avînd totodată posibilitatea să cunoască în mod curent progresul de zi cu zi al ştiinţei sovietice.

Revistele se pot procura din librării şi chioşcuri de ziare, iar abonamentele se fac la toate oficiile poştale, factorii poştali şi difuzorii voluntari din ţară.

CĂRȚI APĂRUTE ÎN

„EDITURA ENERGETICĂ DE STAT“

N. S. JDANOVSKI ș. a.: **Centrale termoelectrice sătești**
Traducere din limba rusă
124 pag. 5,65 lei

L. N. BAPTIDANOV și V. I. TARASOV: **Echipamentul centralelor și stațiilor electrice (vol. I)**
Traducere din limba rusă
460 pag. 26 lei

S. A. AVAEV ș. a.: **Echipamentul electric al întreprinderilor din industria ușoară**
Traducere din limba rusă
466 pag. 30,40 lei

V. K. POLTEV și L. P. SMOLNIKOV: **Echipamentul electric al principalelor ateliere din industria metalurgică**
Traducere din limba rusă
512 pag. 31,75 lei

P. I. EVDOKIMOV: **Metodele și sistemele radiocomunicațiilor cu multe căi**
Traducere din limba rusă
64 pag. 1,37 lei

A. M. FEDOSEEV: **Protecția prin relee**
Traducere din limba rusă
510 pag. 38,90 lei

A. A. SMIRNOV: **Repararea aparatelor și instrumentelor termotehnice de măsură și control**
Traducere din limba rusă
600 pag. 26 lei

V. V. PETROV și B. A. PIONTKOVSKI: **Stabilizatoare de tensiune și intensitate**
Traducere din limba rusă
130 pag. 6,90 lei

Toate lucrările tipărite și litografiate apărute în
EDITURA ENERGETICĂ DE STAT
Se pot procura la standul de cărți din
MAGAZINUL ELECTROTEHNICA
București — Bulevardul General Magheru 33

E 2040
Moskovgi
REFERALVA
KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Institut de Documentare Tehnică
BUCUREŞTI
OBMEN - C.-ERE
LYMENA - WYMIANA
TAŁSCH - OMEHA

6

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

1955

SUMAR

Pag.

T. Tănăsescu: Aplicaţiile electronice în fizica nucleară (acceleratorul Van de Graff şi pila atomică) 213

T. Sălăgean şi V. Micloşi: Modele mecanice ale generatoarelor sincrone în problema stabilităţii 221

Gh. Hortopan: Elemente de calcul pentru redresoare de putere. Tensiunea redresată 225

A. Roth şi A. Berman: Asupra caracterizării instalaţiilor cu lămpi pentru radiaţii infraroşii . . 232

Gh. Ioanin: Procedee algebrice pentru obţinere a schemelor cu relee 237

N. Marinescu: Comparaţie între releele telefonice utilizate în sistemele de centrale telefonice automate Rotary şi pas cu pas 243

DISCCTII

I. R. Neiman, I. A. Zaiţev şi A. G. Lurie: Terminologia electrotehnicii teoretice 251

CRONICA 255

BIBLIOGRAFIE 259

СОДЕРЖАНИЕ

Т. Танасеску: Применения электроники в ядерной физике (ускоритель Ван де Граафа и ядерный реактор) 213

Т. Сэлэжяну и *В. Миклоши*: Механические модели синхронных генераторов в вопросах устойчивости 221

Г. Хортопан: Элементы расчета выпрямителей мощности. Выпрямленное напряжение 225

А Ротх и *А. Берман*: О характернстике ламповых установок для инфракрасного облучения 232

Г. Иоанин: Алгебраические способы составления релейных схем 237

Н. Марйнеску: Сравнение между телефонными реле применяемыми на АТС системы Ротари и шаговой системы 243

ДИСКУССИИ

* * *: Терминология теоретической электротехники 251

ХРОНИКА 255

БИБЛИОГРАФИЯ 259

SOMMAIRE

T. Tănăsescu: Les applications électroniques dans la physique nucléaire (L'accélérateur de Van de Graaff et la pile atomique). 213

T. Sălăgean et V. Micloşi: Les modèles mécaniques des génératrices synchrones dans la problème de la stabilité. 221

Gh. Hortopan: Eléments de calcul pour les redresseurs de puissance. La tension 225

A. Roth et A. Berman: Sur les caracteristiques des installations à lampes pour radiations infrarouges. 232

Gh. Ioanin: Procédés algébriques pour obtenir des schemas d'automatisation à l'aide des relais. 237

N. Marinescu: Comparaison entre les relais téléphoniques utilisés dans les céntrales redressée. . . . . téléphoniques automatiques système Rotary et pas à pas. 243

DISCUTIONS

I. R. Neimann, I. A. Zaiţev et A. G. Lurie: La terminologie de l'électrotechnique théorique. 251

CHRONIQUE 255

BIBLIOGRAPHIE 259

ANUL III
1955

ELECTROTEHNICA

Nr. 6
IUNIE

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Aplicațiile electronice în fizica nucleară

(Acceleratorul Van de Graaff și pila atomică)

Prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU

Membru corespondent al Academiei R. P. R.

621.318.3:539.17

In ultimii 15 ani au crescut în mod continuu aplicațiile tehnice ale electronicei sau radiotehnicei în problemele experimentale ale fizicii. In ultimii ani chiar și fizica teoretică a utilizat o tehnică electronică, anume mașinile electronice de calcul. Deci, fizicienii sînt direct interesați în dezvoltarea cercetărilor din domeniul radiotehnicii. La rîndul lor, inginerii în electronică au ca sarcină de a realiza aceste deziderate în legătură cu fizica, de a elabora metode și dispozitive electronice în desăvîrșirea cercetărilor în fizică.

In urma comunicatului, privind propunerea Uniunii Sovietice de a ne da sprijin în efectuarea cercetărilor de folosire pașnică a energiei atomice, de fizică nucleară, se pune problema ce vor avea de făcut inginerii în electronică la noi în țară.

In cele ce urmează se expune această problemă, în limita spațiului rezervat acestui subiect în revista Electrotehnica.

Intr-o introducere va trebui să se arate problemele de fizică nucleară în care intervine electronica, deoarece se presupune că cititorii sînt mai mult ingineri electronici și mai puțin fizicieni atomiști. De la început, precizăm, că prin electronică se înțelege studiul tuturor fenomenelor asociate cu trecerea curenților electrici prin gaze sau vid înaintat. Se mai spune că electronica se ocupă de toate fenomenele electrice în care intervin particule atomice încărcate electric, în afara solidelor și lichidelor.

In ce privește nucleonica sau fizica nucleară, ea este știința care se ocupă cu transformarea și rearanjarea nucleonilor; ea cuprinde astfel sinteza nucleară, cum ar fi producerea heliului din hidrogen, radioactivitatea, fisiunea nucleară cum ar fi spargerea nucleului de uraniu și aplicațiile lor.

Studiul reacțiilor nucleare și fenomenelor de difuzie a particulelor cer ca o particulă să se apropie de nucleu pînă la o distanță suficient de mică. Apropierea de nucleu a particulelor încărcate se face în laborator cu ajutorul acceleratorilor de particule încărcate: protoni, deutoni, particule α. Aceste particule se încarcă cu energii de cîteva milioane de electronvolți și sînt aruncate cu viteze mari și deci energii cinetice mari asupra nucleelor.

Posibilitățile de accelerare și ciocnire rezultă din caracteristicele particulelor, care sînt rezumate în tabela alăturată:

	Masă	Sarcină	Reprezentare
Proton	1 ($1{,}6 \times 10^{-24}$g)	1 ($1{,}6 \times 10^{-19}c$)	⊕
Neutron	1	0	○
Deuton (nucleul deuteriului)	2	1	⊕○
Particula α (nucleul heliului)	4	2	⊕○ ○⊕
Electron	1	1	●
	1 860		

Pe de altă parte, nucleul trebuie considerat ca avînd o rază de ordinul 10^{-13} cm. Atomul este un sistem planetar în care nucleul ocupă un loc mic; este ca și cînd am avea la centru o minge și la o distanță de 700 m s-ar roti un grăunte, care ar reprezenta electronul. Atomul este găunos și o particulă poate trece ușor prin el fără să atingă nici nucleul, nici electronii periferici.

Pentru ca să se poată bombarda cu eficacitate nucleele grele, trebuie să dispunem de particule cu energii de la 15 MeV în sus. Aceste energii sînt cîștigate de particule, prin accelerarea lor în cîmp electric. Neutronii nu pot fi accelerați direct pe această cale, ei neavînd sarcini. Ei sînt însă proiectați cu viteze afară din nuclee prin procese radioactive, sau reacții nucleare, cum sînt cele din pilele cu uraniu.

Pila cu uraniu are aplicaţii practice prin producerea de energie sau de izotopi şi prin importantele reacţii nucleare care se produc.

In ambele metode ale fizicii nucleare (acceleratori şi pile), electronica, cu tuburile şi circuitele ei, îşi are aplicarea în realizarea dispozitivelor de control şi măsură ; astfel electronica oferă posibilităţi de măsură a radiaţiilor, care însoţesc reacţiile nucleare.

In sens mai larg, electronica mai dă ajutor în acceleratori de particule încărcate, la formarea particulelor de bombardament, la accelerarea lor şi, în special, la focalizarea fluxului de particule spre ţinta unde ei trebuie să izbească nucleele.

In cele ce urmează nu se vor putea arăta decît unele aspecte ale ajutorului pe care îl dă electronica în acceleratorul de tip electrostatic şi în pila de uraniu.

Intr-un viitor articol se va arăta care sînt metodele electronice pentru măsura radiaţiilor.

Problema generală a fizicii nucleare este de a studia cum sînt formate elementele grele şi izotopii, plecînd de la particulele elementare, neutron, proton, mezon, şi altele. Prin dezintegrări şi transmutaţii se pun în evidenţă aceste particule, ca existînd în fiecare nucleu. Prin metode experimentale de laborator, utilizînd acceleratorii de particule, care determină ciocnirea nucleelor de pe ţintă cu particule încărcate şi accelerate prin cîmp electric, se pot studia forţele de interacţiune şi legile lor.

Particulele elementare nu sînt direct vizibile, însă pe baza efectelor lor fizice, se pot construi unele aparate electronice de măsură. Astfel, s-ar putea spune că în aceşti acceleratori se iluminează ţinta cu fascicule de protoni, deutoni, radiaţii γ şi apoi prin mijloace electronice de detecţie, se priveşte structura nucleară a ţintei. Aceste experienţe dau indicaţii în special asupra forţelor dintre particule.

Acceleratorii lucrează în următoarele condiţii : un fascicul fie de protoni, deutoni (adică ansamblul unui proton cu un neutron, care este nucleul deuteriului, al hidrogenului greu, care atom intervine în apa grea D_2O^{16}), sau electroni, este format şi centrat pe o anumită direcţie cu ajutorul cîmpurilor electrice şi magnetice. Particulele sînt accelerate prin cîmp electric. Viteza particulelor după formarea fasciculului trebuie să fie constantă şi cunoscută cu exactitate. Fasciculul trebuie să conţină suficiente particule, astfel încît ciocnirea lor pe ţintă să dea o reacţie nucleară a cărei efecte prin radiaţii să poată fi detectabile şi măsurabile prin mijloacele electronice disponibile (contori Geiger-Müller sau cameră Wilson).

Pentru accelerarea particulelor se utilizează un generator de înaltă tensiune ; cel mai simplu este generatorul electrostatic Van de Graaff. Cu tensiunea ridicată produsă, de ordinul milionului de volţi, se accelerează liniar ioni de masă mare, care lovesc ţinta aşezată la capătul de jos al coloanei acceleratorului.

La acest generator se poate determina (prin mijloace electronice) cu suficientă precizie tensiunea înaltă, deci viteza electronilor pe ţintă ; de asemenea, prin dispozitive electronice se poate realiza o suficientă stabilitate a acestei tensiuni, aşa încît fasciculul să nu fie nici neomogen şi nici împrăştiat. Se poate realiza totodată un reglaj a tensiunii înalte, tot prin comenzi electronice. In interiorul electrodului pozitiv, aşezat la înălţime, se găseşte sursa de ioni care are de asemenea dispozitive electronice.

Pe traiectul fasciculului sînt plasate inele electrostatice care la început accelerează ionii şi apoi îi centrează spre a ajunge un număr cît mai mare din ei pe ţintă, pe o suprafaţă cît mai mică.

Acceleratorul acesta liniar de curent continuu, are astfel unele avantaje faţă de ciclotron sau alţi acceleratori, în care împrăştierea fasciculului este mai mare şi deci în care se produc neutroni şi raze γ în diferite direcţii, ceea ce constituie o dificultate în ecranare.

In schimb, acceleratorul electrostatic este limitat, atît în fasciculul de ioni, cît şi în tensiunea înaltă de accelerare (maximum 10 kV). Pentru tensiuni mari problemele de izolaţie se uşurează,

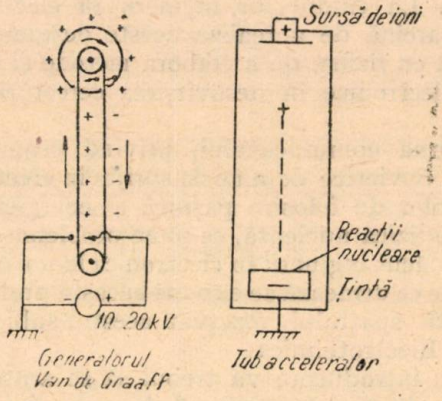


Fig. 1.

dacă se introduce generatorul Van de Graaff într-un gaz sub presiune.

In fig. 1 se vede generatorul, unde se distinge cureaua antrenată continuu în mişcare, generatorul de curent cotinuu de 10—20 kV de la bază şi sfera pozitivă superioară, care se încarcă în interior prin sarcinile pozitive transmise de jos prin curea.

Sarcinile pozitive se transmit jos, pe curea printr-un efect Corona, produs printr-un pieptene metalic apropiat de curea şi pus la un potenţial de + 10 pînă la — 20 kV. Sus se culeg sarcinile pozitive la fel printr-un pieptene în legătură cu interiorul sferei. Sfera este susţinută de coloane izolante şi conţine în interior sursa de ioni şi capătul de sus al coloanei acceleratoare. Pentru

a se evita supratensiuni în unele locuri se uniformizează gradientul de potenţial de sus şi pînă jos, prin inele metalice introduse în coloana izolantă acceleratoare cu ioni. Una din importantele probleme în construcţia unui generator Van de Graaff este calculul şi proiectarea sistemului de uniformizare prin inele a gradientului de potenţial, spre a se obţine la o anumită tensiune înaltă o înălţime cît mai redusă, fără a se produce fenomene de descărcare disruptivă.

Probleme de electronică se ridică atunci cînd se trece la realizarea *sursei de ioni*, aşezată în

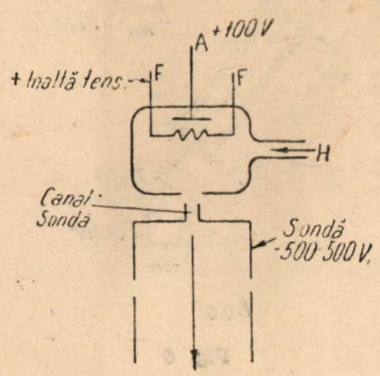


Fig. 2

sfera superioară. Sursa constă dintr-un dispozitiv în care electronii bombardează, de exemplu hidrogen, astfel încît apar ioni în descărcarea respectivă.

Sînt întrebuinţate diferite surse de ionizare.

In camera de descărcare a unora din ele (fig. 2) electronii sînt produşi prin emisia unui catod cu oxizi. Presiunea la care se introduce hidrogenul este mică, aşa încît descărcarea să fie într-un regim neindependent.

Anodul care accelerează electronii are 50—100 V. Ionii de hidrogen rezultaţi în descărcare nu sînt simpli ci uneori dubli sau tripli, astfel încît ei ies accelerați sub această formă prin canalul sondă în sondă, sau ciocnindu-se în canal se transformă într-un atom şi un ion, cu o energie pe jumătate.

Aceasta face ca fasciculul să fie neomogen, ceea ce este un defect. Un remediu este să se construiască camera de descărcare din sticlă sau cuarţ, care nu favorizează formarea ionilor multipli pe pereţii camerei. Se mai recomandă ca potenţialul negativ al sondei să fie cît mai mic; de asemenea, reducînd spaţiul în care are loc descărcarea la presiune mare se obţine o uniformizare în energia ionilor din fascicul. Se construiesc astfel surse de ionizare cu o cameră intermediară între ionizator şi accelerator. Intrebuinţarea unei surse de înaltă frecvenţă pentru producerea descărcării, conduce la un alt tip de sursă de ionizare, care prezintă avantajul că nu necesită un filament şi, în plus, nu ridică problema înlocuirii lui, atunci cînd ajunge la limita vieţii lui. In acest caz este însă nevoie de un oscilator de I.F. de 60—100 W la o lungime de undă de ordinul metrului, aşezat în sfera superioară de înaltă tensiune. Alimentarea dispozitivelor sursei de ioni trebuie să se facă de la un mic alternator, plasat sus în sferă şi mişcat de axul şaibei curelii Van de Graaff.

O altă problemă pentru electronică este de a măsura curentul de ioni care cade pe ţintă. Particulele din fascicul sînt accelerate de tensiunea înaltă, însă cînd ajung jos nu formează un fascicul omogen de protoni, o parte din ele fiind ioni atomici sau moleculari. Pentru selecţia lor se întrebuinţează un cîmp magnetic, care deviază uşor fasciculul de protoni. Acest fascicul cu protoni avînd aceeaşi viteză. ajunge pe ţintă şi determină un curent de ordinul zecilor sau sutelor de μA. In experienţele nucleare se urmăreşte obişnuit valoarea medie a acestui curent, luată pe un interval de cîteva sute de secunde. Pentru aceasta se pune ca acest curent să încarce un condensator, a cărui tensiune deci va creşte. La o anumită limită un tub cu gaz se descarcă sau un circuit electronic basculează. Un numărător electronic sau electromecanic indică apoi numărul descărcările.

Ţinta se aşează obişnuit într-o cameră Faraday, fig. 3 pentru a colecta electronii secundari care ies din ţintă şi care ar erona rezultatul măsurii curentului de protoni. Pentru ca electronii aceştia să nu scape din cameră, se mai pune un potenţial negativ de cîteva sute de volţi pe un electrod diafragmă, aşezat înainte de intrarea fasciculului în camera ţintei.

O altă problemă de electronică este măsura *tensiunii înalte*. Se pune problema măsurii cu cît mai multă exactitate a acestei tensiuni, întrucît prin valoarea acestei tensiuni trebuie să se afle praguri sau nivele de rezonanţă, în procesele nucleare care se produc pe ţintă.

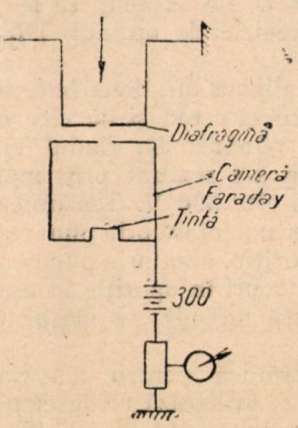


Fig. 3.

In acest scop mai trebuie ca tensiunea înaltă să fie suficient de stabilă ca valoare, pe perioade destul de lungi. Se utilizează pentru stabilizarea tensiunii înalte dispozitive electronice, care au însă nevoie de un etalon spre a putea obţine eroarea. Acest etalon nu este însă nevoie a fi cunoscut în valoare absolută, deoarece reglajul automat se face pe baza unei diferenţe de tensiuni. Este suficient ca sursa de tensiune etalon să fie foarte stabilă.

Dar totuşi pentru măsura tensiunii înalte este nevoie şi de o măsură absolută. Aparatele obişnuite din electrotehnică dau erori de 10%. Un punct de mare exactitate pe scara tensiunilor înalte 1,882 mil V este pragul de producere a

neutronilor cînd litiul este bombardat cu protoni; precizia este de $1^0/_{00}$.

Dar precizii aproape de acelaşi ordin se pot obţine în orice punct pe scara tensiunilor înalte, dacă se întrebuinţează un analizor electrostatic. Se ştie, că la fel ca în oscilograful catodic (fig. 4) deflecţia δ a unui fascicul de energie E, aşezat într-un cîmp electric transversal, produs de două plăci aşezate la distanţa d şi de lungime l, între care există o tensiune U, este într-o primă aproximaţie:

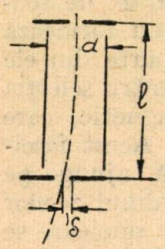


Fig. 4.

$$\delta = \frac{1}{4}\,\frac{e}{d}\,\frac{l^2 U}{E}.$$

La un δ corespunde un E, iar la lărgimea $\Delta\delta$ a fantei corespund particule avînd energii în intervalul ΔE. Pentru a avea o precizie mai mare, se utilizează un condensator cu plăci cilindrice. La un asemenea condensator (fig. 5), cu plăci în lungime de 1,5 m, distanţate la 1 cm

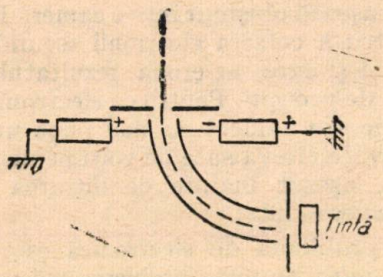


Fig. 5

şi cu tensiuni auxiliare U de ordinul 15 kV, s-a putut măsura cu precizie de ordinul $1^0/_{00}$ tensiuni de circa 1 MV.

Tensiunea U a fost realizată din două baterii egale, cîte una pe fiecare electrod şi cu cîte o extremitate comună la pămînt. La rîndul ei, fiecare din aceste baterii s-a realizat prin mai multe blocuri de pile de cîte 500 V. Tensiunea acestora a fost măsurată şi corectată prin punerea a cîte două blocuri în opoziţie, apoi prin punerea a cîte două perechi de blocuri în opoziţie şi aşa mai departe; prin această metodă s-a măsurat U cu o precizie de $0{,}3^0/_{00}$.

O altă metodă electronică pentru măsura absolută a tensiunii înalte, utilizează un fascicul modulat de ioni. Imediat după sursa de ioni (fig. 6) se introduce un dispozitiv electrostatic de modulare în viteză a fasciculului de ioni, de exemplu cu o frecvenţă de 70 MHz; la rîndul ei această frecvenţă este modulată cu 1 kHz. Se întrebuinţează un oscilator cu cuarţ.

Jos la bază, după ce se extrag protonii de masă corespunzătoare prin analizorul magnetic, care selectează numai ionii avînd o anumită viteză, se trimite fasciculul printr-o cavitate rezonantă la 70 MHz. Cînd fasciculul intră în cavitate, induce în ea o f.e.m. şi apoi cînd iese, o a doua f.e.m. Suma lor este înregistrată de un receptor acordat pe 70 MHz şi legat la cavi-

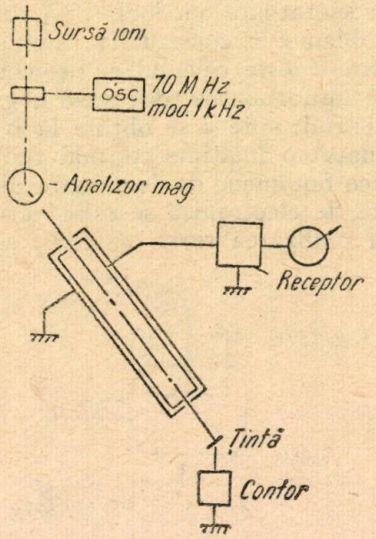


Fig. 6

tate. Cele două f.e.m. nu sînt, în general, în fază; ele sînt în antifază cînd timpul de trecere Δt al ionilor prin cavitate este un multiplu impar de jumătăţi de perioade a frecvenţei de 70 MHz:

$$\Delta\theta = n\pi = 2\pi f\,\Delta t$$

(n un număr întreg impar)

$$\Delta t = \frac{n}{2f} = \frac{l}{v}$$

unde l este lungimea cavităţii şi v viteza ionilor.

Viteza ionilor este deci

$$v = \frac{2fl}{n},$$

iar tensiunea înaltă V

$$V = \frac{2\,m_0 f^2 l^2}{e n^2} \qquad \left(V_e = \frac{1}{2}\,m\,v^2\right).$$

Dacă se ţine seama şi de corecţia relativistică pentru masă se obţine:

$$V = \frac{2m f^2 l^2}{e n^2}\left(1 + \frac{3 f^2 l^2}{n^2 c^2}\right).$$

Dînd diferite valori de numere întregi impare lui n rezultă diferite valori pentru V. Printre aceste valori se găseşte o valoare a lui V care se cunoaşte experimental şi anume aceea de 1,882 milioane volţi, care corespunde pragului de producere a neutronilor, cît litiul este bombardat cu protoni. Voltmetrul de la ieşirea receptorului permite interpolarea acestei valori şi precizarea valorilor lui n, în relaţia stabilită anterior între

n şi V. Seria de valori pe scara lui V se obţine astfel cu o precizie de $1^0/_{00}$.

Problema măsurii în mod continuu a tensiunii înalte, cu precizie mai mică, se rezolvă prin utilizarea unui voltmetru cu generator rotativ. De exemplu, în apropierea pămîntului se fixează un electrod izolat, a cărui potenţial va depinde de cîmpul electrostatic din dreptul lui, deci de valoarea tensiunii înalte. Dacă însă în faţa lui se mişcă periodic un ecran pus la pămînt, de exemplu aripile unui ventilator, atunci potenţialul electrodului va oscila şi prin mijloace electronice, se va putea măsura o tensiune de curent alternativ. Pentru măsurători mai precise în cazul generatoarelor capsulate, se montează dispozitivul în imediată apropiere de sfera pozitivă (2—3 m.) Un electrod cu două aripi se învîrteşte şi generează o tensiune de curent alternativ, el primind cîmpul printr-o placă care are două deschideri cuadrantale (fig. 7). Această

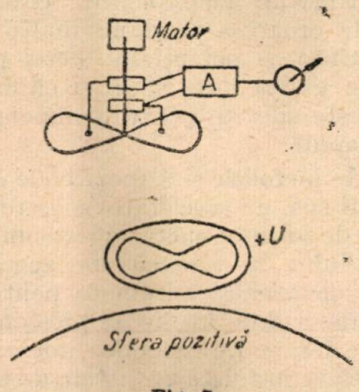


Fig. 7.

placă este astfel construită încît cînd ea primeşte un anumit potenţial U, tensiunea alternativă dată de voltmetrul generator se anulează. Se poate arăta experimental că există o riguroasă proporţionalitate între tensiunea înaltă şi tensiunea auxiliară de compensare. Citind astfel exact pe U, eventual prin metode potenţiometrice, se realizează o metodă destul de exactă de a măsura tensiunea înaltă. Trebuie însă să se dispună de cîteva puncte etalon pentru gradarea scării tensiunii în valori absolute.

Electronica mai oferă metode pentru comanda şi stabilizarea tensiunii înalte în generatorul Van de Graaff. Tensiunea aceasta depinde atît de curentul de încărcare prin curea, cît şi de curenţii de descărcare, prin coloanele de izolare a sferei superioare, prin tubul accelerator şi prin efluvii. Curentul de încărcare este egal cu suma celor trei componente care formează curentul de descărcare (fig. 8). Curentul de încărcare i trebuie să fie considerat ca provenind de la o sursă de rezistenţă infinită, întrucît valoarea lui depinde numai de sursa de încărcare de la bază. De asemenea, componenta de descărcare i_a prin tubul accelerator poate fi considerată ca independentă de tensiunea înaltă V, deoarece ea este determinată de sursa de ioni. Dacă se notează cu i_e, curentul de descărcare în efluvii şi cu R rezistenţa coloanelor susţinătoare a sferei, atunci se poate scrie :

$$V = R\,(i - i_a - i_e).$$

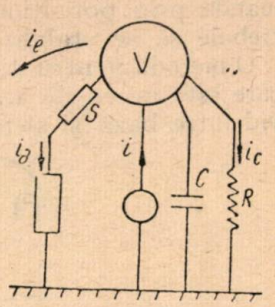


Fig. 8.

Se vede atunci care pot fi cauzele care să determine fluctuaţii în tensiunea V :

— curentul de încărcare i, prin fluctuaţiile sursei de înaltă tensiune care alimentează pieptenele Corona de la baza curelii, prin condiţiile atmosferice de stabilire a efluviilor Corona, prin proprietăţile diferite de încărcare ale suprafeţii curelii, prin apariţia de sarcini suplimentare la frecarea curelii de roată;

— curentul de utilizare i_a în accelerator, prin fluctuaţiile sursei de ioni;

— curentul prin efluvii i_e în jurul sferei prin descărcările neregulate care au loc.

Pentru a menţine tensiunea constantă se poate acţiona asupra fiecăruia din cei trei curenţi menţionaţi, comandînd un astfel de reglaj în cît V să rămînă constant.

De exemplu, în fig. 9 se indică un dispozitiv de reglaj automat a curentului de încărcare, în funcţie de valoarea tensiunii V.

Generatorul de alimentare G de la bază, trimite curentul de încărcare la tensiune de 10—30 kV, pe curea printr-un stabilizator de curent S, astfel încît variaţiile eventuale ale generatorului să nu fie resimţite în curentul de încărcare. Valoarea constantă a curentului de încărcare este însă fixată în stabilizator de către valoarea

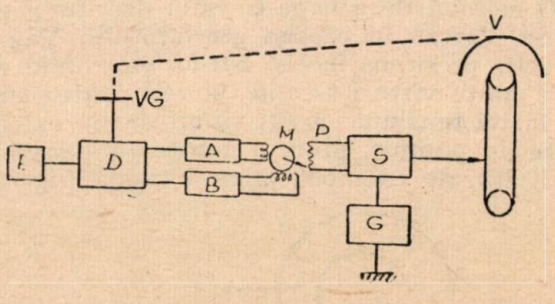


Fig. 9.

tensiunii înalte V prin potenţiometrul P. Pentru aceasta, un voltmetru generator VG (tip ventilator) măsoară această tensiune şi o compară cu un etalon E; discriminatorul de eroare D alimentează pe de o parte amplificatorul A cu o tensiune proporţională şi în fază cu eroarea şi, pe de altă parte, amplificatorul B, care dă

la ieşire o componentă de amplitudine constantă însă la 90°, faţă de eroare. Motorul bifazic M, alimentat de cei doi amplificatori, va comanda prin potenţiometrul P valoarea la care trebuie să se stabilizeze curentul de încărcare.

O metodă pentru variaţia curentului de descărcare este aceea de a introduce un tub lung, cu vid între bază şi sfera superioară (fig. 10) prin

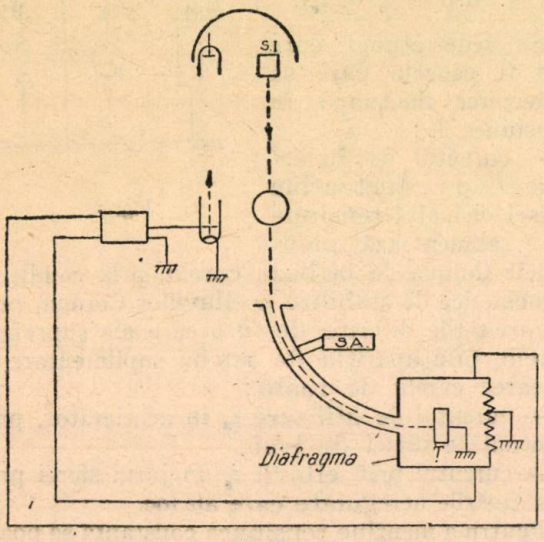


Fig. 10

care să treacă un curent de electroni, de jos în sus, mai mare sau mai mic după cum vrem să micşorăm sau să mărim tensiunea V; catodul şi grila tubului sînt la bază pe cînd anodul este la potenţialul ridicat. Prin potenţialul grilei se comandă curentul de electroni. Acest potenţial al grilei poate fi reglat în jurul unei valori medii prin diferenţa curenţilo care rezultă pe marginile fantei aşezată după un analizor electrostatic (fig. 5) atunci cînd tensiunea V nu este corectă.

Variaţia tensiunii înalte V se poate face prin schimbarea tensiunii sursei de alimentare a analizorului electrostatic (SA).

O metodă de a varia curentul de efluvii este să se plaseze în cămaşa generatorului Van de Graaff, presupus închis într-un gaz, unul sau mai multe vîrfuri ascuţite, în vecinătatea sferei de înaltă tensiune; aceste vîrfuri sînt în exterior puse la pămînt, printr-o rezistenţă variabilă, realizată, de exemplu, printr-o triodă (fig. 11).

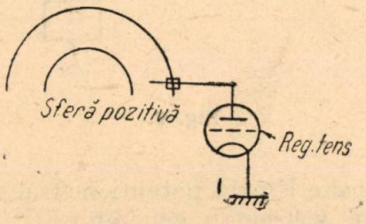


Fig. 11.

Potenţialul pe care îl ia acest vîrf depinde de rezistenţa internă anodică a triodei, avînd în vedere că prin vîrf iese un curent de electroni sub formă de efluvii, efect Corona. Curentul acesta de efluvii depinde de potenţialul aplicat pe grila triodei; acest potenţial este obişnuit comandat printr-un amplificator, la intrarea căruia acţionează diferenţa de potenţial, care se naşte prin dezechilibrul curenţilor care rezultă pe cele două margini ale fantei din faţa ţintei, după cum este arătat şi în schema anterioară.

O metodă de a corecta rapid fluctuaţiile tensiunii înalte V, este de a acţiona asupra capacităţii între sfera superioară şi pămînt. La generatoarele Van de Graaff cu manta exterioară (fig. 12) există în interiorul ei, o cămaşă metalică izolată pentru circa 100 000 V faţă de manta.

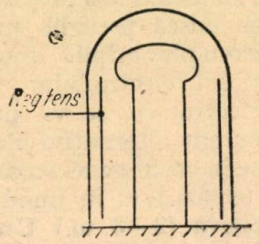


Fig. 12.

Dacă se ridică potenţialul cămăşii faţă de pămînt, printr-un amplificator, comandat de semnalul de eroare a tensiunii înalte, se ridică în acelaşi timp şi potenţialul sferei prin capacitatea care există între sferă şi cămaşe. Acest dispozitiv este adecvat pentru compensarea fluctuaţiilor rapide.

Inafară de metodele şi dispozitivele electronice descrise mai sus, un accelerator electrostatic mai are nevoie de vacuum-metre electronice pentru măsura vidului în coloana de accelerare, de dispozitive electronice automate pentru oprirea pompelor de vid în funcţie de presiunea din coloana de accelerare. De asemenea, uneori se găseşte necesar ca să se instaleze un sistem de telemăsură pentru transmiterea de sus în jos a condiţiilor de funcţionare ale sursei de ioni, plasată în sfera superioară. Alte ori se stabileşte o telecomandă de jos în sus, la sferă, pentru comanda şi reglajul funcţionării sursei de ioni.

S-au descris mai sus unele probleme de electronică în legătură cu cel mai simplu accelerator de particule. Probleme similare ridică fiecare din celelalte tipuri de acceleratori, *ciclotronul* în care sînt accelerati ioni în traiectorii circulare prin trecerea lor de mai multe ori prin acelaşi cîmp electric, betatronul, care aceelerează electronii în mişcare circulară, sincrotronul şi fazotronul unde se realizează o funcţionare similară cu a ciclotronului sau betatronului însă cîmpul magnetic sau frecvenţa sursei de accelerare sînt variate periodic, aşa încît deviaţia datorită creşterii relativiste a masei particulei să fie compensată; în sfîrşit, acceleratorii liniari ciclici, unde tensiunea de accelerare este utilizată de mai multe ori.

Fiecare dintre ei ridică probleme electronice speciale şi ele nu vor fi expuse aici.

Este interesant a urmări procesele în funcţionarea unei *pile de uraniu* spre a putea extrage problemele de electronică. Se ştie că aceste pile reprezintă forma aplicativă a reactorilor nucleari,

cu care se poate produce azi imense cantităţi de energie.

Uraniu se găseşte obişnuit sub formă de oxid ; din el se extrage uraniu metalic cu o densitate de 18,7 şi o greutate moleculară de 238,07. In acest uraniu metalic se găseşte 99,3% izotopul 238 şi 0,7% izotopul 235.

Dacă un neutron loveşte atomul de uraniu 235, acesta se desface în două părţi aproape egale,

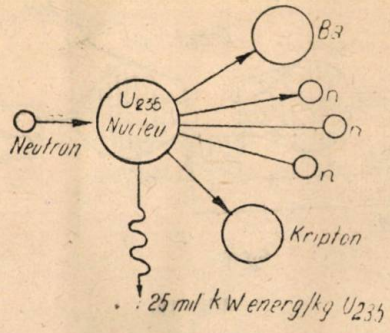


Fig. 13.

doi noi atomi : Ba şi Kr în plus se mai eliberează cîţiva neutroni (fig. 13).

Aceşti neutroni pot la rîndul lor sparge alţi atomi de uraniu şi astfel se naşte o reacţie în lanţ. Dacă s-ar produce o reacţie accelerată în lanţ, ar avea loc o explozie. Sînt mai multe cauze care fac să nu se producă o asemenea reacţie. Pentru aceasta ar trebui ca la un neutron emis să corespundă cel puţin o nouă fisiune, un nou atom de uraniu să explodeze. Obişnuit însă, neutronii scapă afară din bucata de metal. Trebuie ca bulgărul de metal să fie destul de mare, să aibă un volum mare în raport cu suprafaţa, pentru ca la un neutron emis să se producă cel puţin o fisiune. Pe de altă parte impurităţile din bucata de uraniu au tendinţa de a absorbi neutronii ; impurităţi chiar de ordinul $1/10^6$ au încă efecte însemnate în absorbţia neutronilor.

O altă complicaţie se introduce prin tendinţa atomilor de uraniu de a absorbi neutroni, într-un fel diferit de acela care conduce la fisiune.

Neutronii cînd ies prin fisiune au energii foarte mari de cîteva milioane electronvolţi, sub formă de energie cinetică.

Aceşti neutroni rapizi, cînd întîlnesc un atom de uraniu, trec pe lîngă el pierzînd din energie, dar nu produc o fisiune, nici nu sînt absorbiţi. Neutronii cu viteză medie nu produc o fisiune cînd se întîlnesc cu un atom de uraniu 238, în schimb produc o fisiune cînd se întîlnesc cu uraniu 235, dar aceşti atomi sînt mai rari, unul la 140 din atomi 238. Neutronii de foarte slabă energie (10 eV) sînt absorbiţi de uraniul 238 formîndu-se uraniu 239. Astfel, se pierd majoritatea neutronilor şi nu ajung să producă o reacţie lanţ.

Neutronii liberi se mişcă şi difuzează printre atomi pînă ce energia lor scade la nivelul de agitaţie termică a atomilor. Neutronii de anumite energii mici sînt captaţi de uraniu 235, producîndu-se fisiuni.

In pila nucleară, unde nu se urmăreşte o explozie, ci obţinerea de energie sub formă de căldură, uraniu metalic sub formă de bare este aşezat în stive, (fig. 14) astfel încît neutronii rapizi difuzează înafară de uraniu în materialul vecin, de unde probabil că revin, din nou, în bucăţile

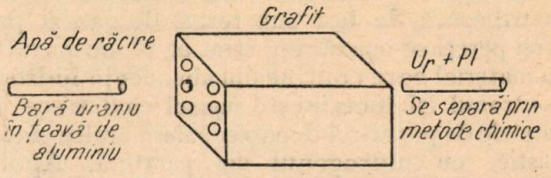


Fig. 14.

de uraniu, după ce şi-au încetinit mersul. In pielele atomice se pune pe lîngă uraniu un material numit „moderator", care are rolul de a culege neutronii rapizi, de a le absorbi energia pînă ce ei ajung la viteze mici. Moderatorul nu trebuie să absoarbă neutroni în atomii lui. Ciocnirile între neutroni şi nucleele atomilor moderatorului trebuie să fie cît mai elastice ; se recomandă ca greutatea atomică a moderatorului să fie cît mai mică.

Hidrogenul din apă ar fi bun, însă absoarbe prea mulţi neutroni. Apa grea (D_2O) este bună în această privinţă, însă se obţine greu. Beriliu metalic, de asemenea, ar fi un bun moderator, dar este scump. Moderatorul practic este grafitul purificat. Astfel, într-o pilă nucleară un neutron cînd scapă din uraniu, sufe ă în grafit circa 200 ciocniri elastice, la fiecare ciocnire pierzînd $\frac{1}{6}$ din energie. In aceste condiţii s-ar putea produce o reacţie lanţ accelerată. Totuşi, în pilă, nu trebuie să se ajungă la o reacţie în lanţ accelerată, deoarece pila s-ar distruge fie prin explozie, fie prin supraîncălzire. Pentru a controla funcţionarea pilei la o limită acceptabilă de funcţionare se prevăd golurî în care se introduc bare de cadmiu sau bor, care absorb în cantitate mare neutroni.

Prin reglarea acestor bare, introducerea şi scoaterea lor, se reglează procesul de fisiune nucleară. Creşterea şi scăderea activităţii de fisionare este lentă, aşa încît reglarea barelor este eficientă chiar atunci cînd ea se face manual sau automat cu servo-motor. Acest proces lent de propagare a fisiunilor se explică prin emisiunea întîrziată a neutronilor. Într-adevăr la fisiunea unui atom de uraniu nu apar toţi neutronii liberi deodată, ci alţii apar întîrziaţi, pînă la jumătate minut, din fragmentele instabile ale fisiunii. Datorită acestei inerţii în procesul de fisionare se pot utiliza cu succes termocuple sau aparate de măsură a intensităţii neutronilor, în dispozitivele de reglaj automat.

Avînd în vedere costul ridicat al unei pile atomice, electronica trebuie să asigure prin dis-

pozitive automate de control, buna funcţionare a acestui reactor. Aceste aparate se bazează pe măsura intensităţii neutronilor. Pe cînd razele β (electroni rapizi) şi particulele α (nuclee de heliu în mişcare) pot fi detectate direct prin mijloace electronice, datorită sarcinilor electrice purtate de particulele în mişcare, neutronii în mişcare nu pot fi identificaţi decît indirect prin efectul de ionizare pe care îl produc. Pentru aceasta se lasă neutronul să intre într-o cameră umplută cu triflorură de bor sub formă de gaz şi pe ai cărei pereţi se aşază un strat de 10 cm parafină, un material care conţine din abundenţă hidrogen. Neutronul îşi încetineşte mersul cînd trece prin peretele de parafină deoarece suferă multe ciocniri elastice cu hidrogenul din parafină. Apoi la viteza mică neutronul devine activ şi produce reacţia nucleară cu borul, după fisiune apărînd litiu, heliu şi particule α de 2,7 MeV. Aceste raze α vor fi atunci detectabile printr-o cameră Wilson sau un contor Geiger-Müller.

In pila atomică numai $\frac{1}{140}$ din greutatea totală ia parte la procesul de fisiune ; uraniu 238 încetineşte neutronii pînă ce ei sînt în măsură să producă fisiunea uraniului 235. Mulţi dintre neutroni sînt absorbiţi de uraniu 238 ; se produce atunci uraniu 239 şi radiaţii γ, la fel cum se produc de către radium. Produsul uraniu 239 este instabil, emite electroni rapizi : după circa 20 minute el îşi transformă nucleul primind o sarcină pozitivă şi trecînd la numărul atomic 93. Acesta este un corp cu noi proprietăţi şi se numeşte neptuniu 239.

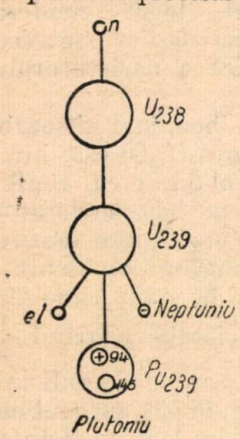


Fig. 15

El este, de asemenea, instabil şi emite un electron rapid. Astfel, după circa 2 zile, devine un nou element cu număr atomic 94 şi masă 239. El se numeşte plutoniu 239. Astfel uraniu 238, supus unui flux dens de neutroni se transformă în plutoniu 239.

Este de observat că pentru explozii puternice se utilizează uraniu 235, sau plutoniu 239, care şi el fizionează uşor la ciocnirea cu un neutron lent.

Ambele aceste produse pot exploda, fiecare poate determina o reacţie lanţ foarte rapidă, dacă ele se grupează în cantităţi mai mari de o anumită masă critică dincolo de un anumit prag, astfel încît neutronii să producă suficiente fisiuni, înainte de a evada prin suprafaţa exterioară.

Deci, pila de uraniu poate fi utilizată, fie ca sursă termică în uzine de energie, fie ca mijloc de fabricaţie a plutoniului pentru explozii puternice. In primul caz trebuie să se lucreze cu pila la

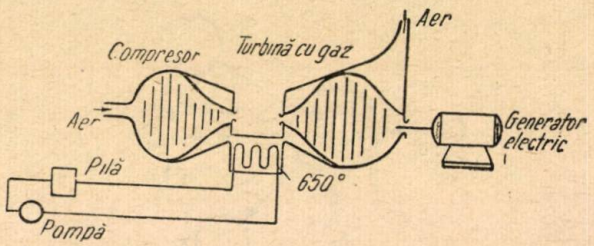


Fig 16

Fig. 16.

temperaturi ridicate (spre 650°C) spre a obţine randamente termice satisfăcătoare în utilizarea căldurii (fig. 16).

In al doilea caz, se poate merge la temperaturi mai scăzute, deoarece căldura produsă nu se utilizează ci se urmăreşte numai transformarea uraniului 238 în plutoniu.

Deci, dacă este vorba de enegie termică, pila va trebui să lucreze mai activ, mai aproape de pragul începerii reacţiei rapide explozive. Exploatarea unei asemenea pile complică problemele, întrucît radiaţiile periculoase pentru om cresc şi deci trebuie întîi asigurată o funcţionare complet automată şi sigură. Electronica trebuie să răspundă la aceste grele cerinţe de automatizare şi funcţionare sigură.

Pilele se pot construi din uraniu metalic cu 0,7% U 235 sau dintr-o concentraţie mărită de U 235 (de exemplu 15%). In primul caz se obţine un combustibil ieftin, dar temperaturile sînt mici şi randamentul generatorilor mecanici este mic, în cazul al doilea se scumpeşte însă preţul combustibilului, dar se măreşte temperatura. Totuşi avînd în vedere şi mărirea randamentului generatorului mecanic o dată cu temperatura fluidului soluţia economică este cea de a doua.

De buna şi corecta funcţionare a unei asemenea pile este deci, în bună parte, răspunzător inginerul în electronică.

Modele mecanice ale generatoarelor sincrone în problema stabilității

Ing. T. SĂLĂGEAN și *ing. V. MICLOȘI*

621. 313.3.016.35.001.57

Se descriu principiile modelării mecanice a ecuațiilor care definesc fenomenele ce intervin în problema stabilității unei singure mașini care debitează pe bare de putere infinită.

In stadiul actual al dezvoltării sistemelor energetice, problema stabilității generatoarelor din centrale are o importanță din ce în ce mai mare. Studiul stabilității a fost dus în toate domeniile la o înaltă treaptă de dezvoltare. In sistemele din ce în ce mai complexe au apărut însă serioase dificultăți de calcul, care în anumite situații nu au putut fi trecute. In asemenea cazuri s-a trecut la studiul pe modele.

Asemenea modele au o deosebită importanță și prezintă avantaje evidente, dar în general sînt foarte scumpe.

In lucrarea de față ne propunem să arătăm principiile modelării mecanice a ecuațiilor care descriu fenomenele ce intervin în problema stabilității.

A. Ecuațiile care intervin

Să privim cazul cel mai simplu a unui generator care debitează pe bare de putere infinită. Dacă P este puterea debitată de generator, E_d t.e.m. a generatorului și U tensiunea barelor, atunci variația unghiului de stabilitate θ și transferul de putere este descris de ecuațiile :

$$P = \frac{E_d \cdot U}{X} \sin \theta \qquad (1)$$

$$P = \frac{E_d \cdot U}{X_d} \sin \theta + \frac{U^2}{2} \cdot \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \sin 2\theta \qquad (2)$$

unde (1) se referă la mașinile cu poli înecați, iar (2) la mașini cu poli proeminenți.

Problema stabilității are două aspecte : stabilitate statică și dinamică.

Stabilitatea statică cere să se analizeze în ce condiții de variație a parametrilor, unghiul θ nu depășește 90°. Variația parametrilor se presupune suficient de lentă pentru a putea neglija oscilațiile care apar la trecerea de la regimul inițial la cel final.

Stabilitatea statică cere de fapt rezolvarea următoarelor ecuații :

$$\sin \theta = \frac{X \cdot P_m}{E_d \cdot U} \qquad (3)$$

$$\frac{E_d \cdot U}{X_d} \sin \theta + \frac{U^2}{2} \cdot \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \sin 2\theta = P_m \qquad (4)$$

unde P_m este puterea maximă pe care o poate debita generatorul. Rezolvarea acestei ecuații nu prezintă dificultăți și deci problema stabilității statice ar fi oarecum rezolvată.

Stabilitatea dinamică cere rezolvarea aceleiași probleme ca și stabilitatea statică luînd în considerație oscilațiile ce apar la trecerea de la un regim la altul. Fie θ_1 valoarea unghiului de stabilitate în situația inițială iar θ_2 valoarea sa în situația finală (static). Oscilațiile care apar la trecerea de la θ_1 la θ_2 ar putea să treacă generatorul în regim nestabil cu toate că θ_2 este în regiunea stabilă.

Dacă I este momentul de inerție al generatorului, ecuațiile ce trebuie rezolvate în cadrul acestei probleme sînt :

$$I\,\theta'' + \frac{E_d \cdot U}{X} \sin \theta = A \qquad (5)$$

$$I\,\theta'' + \frac{E_d \cdot U}{X_d} \sin \theta + \frac{U^2}{2} \cdot \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \sin 2\theta = B \qquad (6)$$

unde A și B sînt constante.

Rezolvarea acestor ecuații duce la soluții cu termeni infiniți, adică la serii, care sînt dificil de manevrat în cadrul calculelor. Metoda de studiu a stabilității dinamice se bazează pe calculul grafic după legea ariilor, iar determinarea timpului se face cu metoda intervalelor succesive. Acest fel de calcul este lung și nu oferă totdeauna un grad satisfăcător de aproximare.

In consecință s-au propus modele mecanice pentru studierea problemei.

B. Modele mecanice

Generatorul tip turbo. In fig. 1 este indicat modelul mecanic al generatoarelor de acest tip.

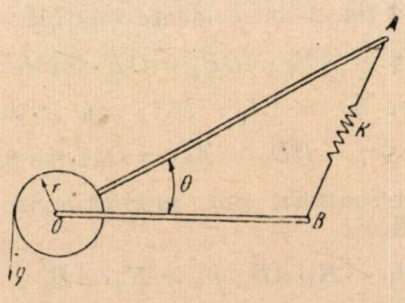


Fig. 1

O bară fixă OB de care este legat prin resort bara mobilă OA (resort de constantă K). Bara mobi-

lă este articulată în O şi este acţionată de greutatea q. Echilibrul barei OA conduce la relaţia :

$$q \cdot r = K \cdot OA \cdot OB \cdot \sin \theta \qquad (7)$$

care după echivalările :

$$q \cdot r \to P\,;\ K \to \frac{1}{X}\,;$$

$$OA \to E_d\,;\ OB \to U,$$

conduce la relaţia (1).

Bara OA are centrul de greutate chiar în punctul O, iar momentul de inerţie echivalent cu acel al generatorului. In acest fel oscilaţiile barei OA reproduc oscilaţiile generatorului.

Generatorul tip hidro. In fig. 2 este arătat modelul mecanic propus de autori pentru acest caz.

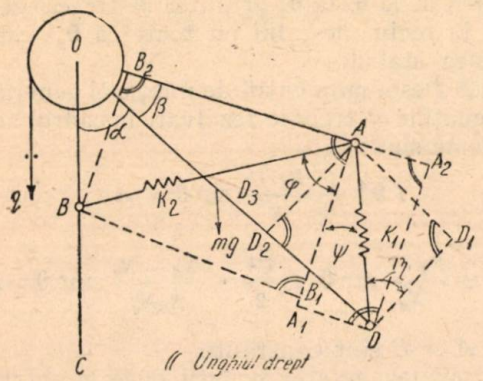


Fig. 2.

O bară mobilă OA, acţionată de greutatea q prin intermediul unei şaibe de rază r este articulată în punctul O. Bara OA are momentul de inerţie echivalent cu al generatorului şi centrul de greutate în punctul O. OA este legată prin două resoarte de constante K_1 respectiv K_2 de barele OC şi OD. Bara OD, de asemenea mobilă în O, independent de OA, are centrul de greutate la jumătatea ei (punctul D_3). Masa barei OD se va determina astfel ca să avem egalitatea : $\hat{\alpha} = \hat{\beta}$. In fine bara fixă OC, de care este legată OA prin al doilea resort, în punctul B (B este la jumătatea barei OC). Constructiv se alege $OA = OC$.

Privind fig. 2 sînt evidente relaţiile :

$$AB \cos \varphi = AB_1 = BB_2 = OB \cdot \sin (\alpha + \beta) \qquad (8)$$

$$AD \cdot \cos \psi = AA_1 = DA_2 = OD \cdot \sin \beta \qquad (9)$$

$$AD \cdot \cos \eta = DD_1 = AD_2 = OA \cdot \sin \beta. \qquad (10)$$

Forţele resoartelor sînt proporţionale cu distanţele, deci :

$$F_1 = K_1 \cdot AD,\quad F_2 = K_2 \cdot AB. \qquad (11)$$

Din echilibrul barei OD avem relaţia :

$$m \cdot g \cdot \frac{OD}{2} \cdot \sin \alpha = OA \cdot K_1 \cdot OD \cdot \sin \alpha. \qquad (12)$$

Dacă acum punem condiţia ca unghiurile să fie egale, rezultă masa barei OD :

$$m = \frac{2 \cdot K_1 \cdot OA}{g} \qquad (13)$$

unde g este acceleraţia gravităţii.

Echilibrul barei OA ne conduce la relaţia :

$$qr = OA \cdot F_2 \cdot \text{scos}\, \varphi + OA \cdot F_1 \cos \psi \qquad (14)$$

care dacă ţinem seama de (8), (9), (10), (11), devine :

$$q \cdot r = K_1 \cdot OA \cdot OD \cdot \sin \alpha + K_2 \frac{OA^2}{2} \sin 2\alpha \qquad (15)$$

Relaţia (15) după echivalările :

$$qr \to P\,;\ OA = OC \to U\,;\ OD \to E_d\,;\ \alpha \to \theta\,;$$

$$K_1 \to \frac{1}{X_d}\,;\ K_2 \to \frac{X_d - X_q}{X_d X_q},$$

ne conduce la relaţia (2). Astfel modelul prezentat reprezintă în adevăr modelul mecanic al generatorului cu poli aparenţi.

C. Perioada micilor oscilaţii

Generatorul tip turbo. La o încărcare P_0, poziţia de echilibru a modelului este determinată de relaţia :

$$q \cdot r = K \cdot OA \cdot OB \cdot \sin \alpha_0 \qquad (16)$$

sau după echivalare :

$$P_0 = \frac{EU}{X} \cdot \sin \alpha_0. \qquad (17)$$

Alegem o altă variabilă $p = \alpha - \alpha_0$, care în poziţia de echilibru este nulă. Energia cinetică W a sistemului se scrie :

$$W = \frac{I\alpha'^2}{2} \qquad (18)$$

şi introducînd noua variabilă p avem :

$$W = \frac{1}{2} I p'^2 \qquad (19)$$

unde I este momentul de inerţie al generatorului, echivalent cu al barei faţă de o axă ce trece prin O perpendicular pe planul mişcării. Funcţiunea de forţe se calculează, observînd că la o deplasare $d\alpha$ corespund lucrurile mecanice :

$$q \cdot r\, d\alpha \text{ şi } - F \cdot OA \cdot \cos \varphi \cdot d\alpha.$$

Deci :

$$V = \int (q \cdot r - F \cdot OA \cdot \cos \varphi)\, d\alpha + C \qquad (20)$$

sau ţinînd seama de : $F = K \cdot AB$ şi $AB \cos \varphi = U \sin \alpha$ se obţine :

$$V = q \cdot r\, \alpha + K \cdot E \cdot U \cdot \cos \alpha + C. \qquad (21)$$

Inlocuind variabila p, şi punînd condiţia ca la $p = 0$, constanta C să fie astfel aleasă încît V să fie nul se obţine :

$$V = q \cdot r \cdot p = \frac{E \cdot U}{X} [\cos (p + \alpha_0) - \cos \alpha_0]. \quad (22)$$

Aproximînd : $\cos p \cong 1 - \frac{p^2}{2}$; $\sin p \cong p$, avem final :

$$V = - \frac{E \cdot U}{2X} \cdot p^2 \cdot \cos \alpha_0. \quad (23)$$

Acum putem calcula funcţiunea lui Lagrange $L = W + V$.
Ecuaţia lui Lagrange este :

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial p'} - \frac{\partial L}{\partial p} = 0$$

şi după înlocuiri dă :

$$p'' + \frac{EU}{XI} \cos \alpha_0 \, p = 0. \quad (24)$$

Ţinînd seama de : $\sin \alpha_0 = \frac{XP_0}{EU}$, putem determina perioada T a micilor oscilaţii :

$$T = \frac{2\pi \sqrt{I}}{\sqrt{\frac{E \cdot U}{X}} \sqrt{1 - \left(\frac{XP_0}{E \cdot U}\right)^2}}. \quad (25)$$

Generatoare tip hidro. La aceste generatoare oscilaţiile sînt reproduse de bara OA. Notînd :

$$a = \frac{U \cdot E_d}{X_d} ; \quad b = \frac{U^2 \cdot (X_d - X_q)}{2X_d \cdot X_q} \quad (26)$$

poziţia de echilibru a barei este definită de relaţia :

$$a \cdot \sin \alpha_0 + b \cdot \sin 2 \alpha_0 = P_0. \quad (27)$$

Introducem din nou variabila p şi calculăm energia cinetică :

$$W = \frac{1}{2} I \cdot p'^2. \quad (28)$$

Funcţiunea de forţe se calculează ţinînd seama că la o deplasare mică a sistemului s-au efectuat lucrurile mecanice :

$q \cdot r \cdot d\alpha$, $- F_1 \cdot OA \cdot \cos \psi \cdot d\alpha$ şi $- F_2 \cdot OA \cdot \cos \varphi \cdot d\alpha$

şi avem :

$$V = q \cdot r \cdot \int d\alpha - a \int \sin \alpha \cdot d\alpha - b \int \sin 2\alpha \cdot d\alpha + C \quad (29)$$

Cu introducerea variabilei p şi condiţia : $p = 0$, $V = 0$ se obţine :

$$V = q \cdot r \cdot p + a [\cos (p + \alpha_0) - \cos \alpha_0] + \frac{b}{2} [\cos 2 (p + \alpha_0) - \cos 2\alpha_0] \quad (30)$$

relaţie care după aproximările : $\sin p \approx p$, $\cos p \approx 1 - \frac{p^2}{2}$ ia forma definitivă :

$$V = - \frac{p^2}{2} [a \cos \alpha_0 + b \cos 2 \alpha_0]. \quad (31)$$

Aplicînd ecuaţia lui Lagrange vom avea :

$$p'' + \frac{p}{I} (a \cos \alpha_0 + b \cos 2\alpha_0) \quad (32)$$

care permite calculul perioadei T

$$T = \frac{2\pi \sqrt{I}}{\sqrt{\frac{U \cdot E_d}{X_d} \cos \alpha_0 + \frac{U^2 (X_d - X_d)}{2 X_d X_q} \cos 2\alpha_0}}. \quad (33)$$

D. **Mişcări finite**

In mişcările finite nu se mai pot face aproximările :

$$\cos p \approx 1 - \frac{p^2}{2} \text{ şi } \sin p \approx p$$

şi rezolvarea ecuaţiei lui Lagrange devine dificilă. Din acest motiv urmărirea mişcărilor finite se face pe model. Urmărirea acestor mişcări este şi ea destul de delicată. Dificultatea s-a rezolvat trecîndu-se la citire electrică. Aceasta se face cu ajutorul defazorului din fig. 3.

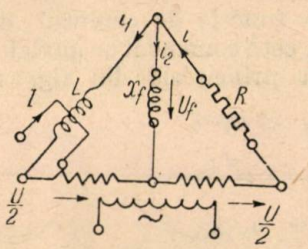


Fig. 3

Un transformator cu priză mediană alimentat de tensiunea U, un amplificator magnetic comandat de curentul continuu I_c o bobină de inductivitate L, şi rezistenţa ohmică R. Tensiunile U şi U_f au defazajul φ, care se poate varia în limite largi cu amplificatorul magnetic. Să presupunem că între bornele a şi b este legată reactanţa X_f şi fie I_2 curentul din ramura $a-b$. Relaţiile ce descriu funcţionarea sistemului sînt :

$$\begin{cases} i_1 + i_2 = i \\ j \cdot X_f \cdot i_2 = U_f \\ i \cdot R + j \cdot i_1 \cdot X = U \\ i \cdot R + j \cdot i_2 \cdot X_f = \frac{U}{2} \end{cases} \quad (34)$$

unde $X = \omega L$.

X reprezintă deci reactanţa pe care o introduce în circuit amplificatorul magnetic. In fig. 3, b se arată un amplificator magnetic cu trei coloane. Circuitul de curent alternativ este aşezat pe coloanele exterioare, legăturile făcîndu-se astfel încît fluxurile alternative de pe coloana mediană să se anuleze. In acest fel în înfăşurarea de curent continuu, plasată pe coloana mediană nu se

induc tensiuni alternative. Infăşurarea de curent continuu, dacă este alimentată, variază permeabilitatea mediului magnetic, deci implicit reactanţa amplificatorului X. Din acest motiv X trebuie privit ca funcţie de curent continuu I_c.

Dacă φ este unghiul între U şi U_f atunci:

$$\cos\varphi = \frac{X^2 - R^2 - \frac{R^2X}{X_f}}{\sqrt{(R^2+X^2)\left[X^2 + R^2\left(\frac{X}{X_f}+1\right)\right]}} \tag{35}$$

$$U_f = \frac{(X^2+R^2).U.X_f}{2\sqrt{R^2(X+X_f)^2 + X^2X_f^2}}. \tag{36}$$

Dacă facem acum X_f să tindă la infinit atunci:

$$\cos\varphi = \frac{\left(\frac{X}{R}\right)^2 - 1}{\left(\frac{X}{R}\right)^2 + 1} \text{ şi } U_f = \frac{U}{2}. \tag{37}$$

Relaţiile (37) arată că U_f este constant, oricare ar fi valoarea lui X, numai φ variază cu X. Acesta la rîndul său este comandat de amplificatorul magnetic prin curentul I_c deci în fond:

$$\cos\varphi = f(I_c) \tag{38}$$

adică defazajul φ este funcţie de curentul de comandă I_c. Curentul I_c este comandat de modelul mecanic după schema principială din fig. 4.

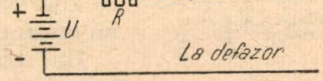


Fig. 4.

Modelul mecanic variază rezistenţa R conform oscilaţiilor sale, deci R este funcţie de θ

$$R = f(\theta) \tag{39}$$

şi în consecinţă cum I_c are valoarea:

$$R = \frac{U_c}{I_c} \tag{40}$$

şi I_c va fi tot funcţie de θ.

Dacă privim relaţiile (38) şi (40) vom constata că, prin intermediul montajului din fig. 4 defazajul electric φ este funcţiune de defazajul mecanic θ

$$\varphi = F(\theta). \tag{41}$$

Dimensionarea elementelor schemei se face în aşa fel încît relaţia (40) în intervalele interesante pentru cercetare să fie liniară. Sub o altă variantă, scara lui φ se gradează astfel ca pe cadranul instrumentului să se citească direct unghiul θ.

Urmărirea defazajului se poate face:

a) cu fazometrul alimentat cu U_f pe de o parte şi cu U pe de alta;

b) cu oscilograful (mecanic sau electronic);

c) cu ampermetrul în circuitul de comandă al amplificatorului.

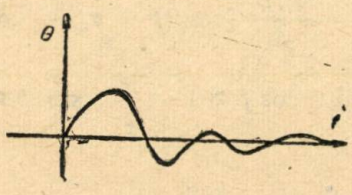


Fig. 5.

Rezultatul unei analize va fi o curbă care va arăta mersul în timp al lui θ (fig. 5):

$$\theta = \psi(t) \tag{42}$$

E. Cîteva observaţii

1. In cele arătate s-au neglijat amortizările ce apar. Ele sînt în general proporţionale cu viteza multiplicată cu un factor de amortizare K.

$$M_a = -K\frac{d\theta}{dt} \tag{43}$$

K se compune din trei părţi:

$$K = K_1 + K_2 + K_3 \tag{44}$$

$$K_1 = \frac{m.p}{R_s.\omega_0}.U_b^2 \tag{45}$$

datorită momentului asincron iar:

m este numărul de faze
R_s — rezistenţa statorică
P — numărul perechilor de poli
ω_0 — viteza unghiulară de sincronism
U_b — tensiunea de borne

$$K_2 = \frac{m.p}{\omega_0}.E.I_k.\frac{\sin 4\rho}{4} \tag{46}$$

datorită momentului de amortizare sincron iar:

E — t.e.m.
I_k — curentul de scurtcircuit
$\operatorname{tg}\rho$ — raportul dintre reactanţa sincronă şi rezistenţa statorică.

$$K_3 = \frac{m.p}{\omega_0}.U_b.I_k.T_L.\sin 2\rho \tag{47}$$

datorită amortizării mutuale iar:

$T_L \rightarrow$ constanta de timp longitudinală.

In modelul propus se poate ţine seama de aceste amortizări, prin un amortizor cu magnet permanent (sistem contor).

2. In cursurile de maşini uzuale se dă perioada micilor oscilaţii sub forma:

$$T = \frac{2\pi.\sqrt{I}}{\sqrt{\frac{U_b.E}{X}}} \tag{48}$$

procedîndu-se de la început la aproximaţiile: $\cos\alpha \approx 1$ şi $\sin\alpha \approx \alpha$. In calculele prezentate aici

aproximările amintite au fost introduse mai tîrziu, deci relaţia :

$$T = \frac{2\pi \cdot \sqrt{I}}{\sqrt{\frac{U_b \cdot E}{X}} \sqrt{1 - \left(\frac{X \cdot P_0}{E \cdot U}\right)^2}} \qquad (49)$$

reprezintă o aproximaţie mai bună.

In încheiere ţinem să precizăm că cele propuse şi studiate în prezentul articol se referă numai la problema stabilităţii unei singure maşini care lucrează la bare de putere infinită. In lucrarea lui A. Timascheff [6] se propun de asemenea modele mecanice atît pentru turbo cît şi pentru hidro alternatoare. Modelele propuse de Timascheff se referă însă la problema stabilităţii a două maşini care lucrează pe aceeaşi bară.

Bibliografie:

[1] *Jdanov*: Stabilitatea sistemelor electrice.
[2] *Zalefschi*: Transportul energiei electrice.
[3] *Crug C. A.*: Curs de electrotehnică generală. Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad.
[4] *Piotrovschi L. M.*: Curs de maşini electrice, Ed. I.P.T.
[5] * * *: Elektrotehnika, nr. 5/1954.
[6] *Timascheff A.*: Stabilität der elektrischen Drehstromkraftübertragungen, Ed. J. Springer, Berlin, 1940.

★

МЕХАНИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ В ВОПРОСАХ УСТОЙЧИВОСТИ

Резюме

Описываются принципы механического моделирования уравнений описывающих явления в связи с устойчивостью одной единственной машины питающей шины безконечной мощности.

Elemente de calcul pentru redresoare de putere
Tensiunea redresată

Ing. GH. HORTOPAN

621.314.6

Studiul prezent răspunde necesităţii de a rezolva probleme de proiectarea instalaţiilor de redresare a curentului alternativ. Se indică relaţii practice pentru calculul tensiunii redresate în gol şi în sarcină. Se analizează atît cazul redresorului comandat cît şi în cazul redresorului necomandat. Se fac ipoteze privind natura sarcinii în curent continuu.

In procesul de industrializare din ţara noastră există cerinţa de a alimenta cu energie electrică, în curent continuu, anumite întreprinderi industriale. Parametrii curentului continuu cerut (puterea, tensiunea, reglajul) variază de la caz la caz, fiind în funcţie de procesul tehnologic. Necesitatea de a proiecta instalaţii de redresare, pentru obţinerea curentului continuu, ne-a obligat să examinăm unitar şi critic, diferite scheme de redresare şi de a aprofunda metodele de calcul pentru aceste scheme.

Obiectul studiului de faţă este de a calcula tensiunea medie redresată de un redresor de putere, în ipoteze practic acceptabile. Acest calcul este necesar pentru stabilirea parametrilor transformatorului care alimentează redresorul, cu scopul de a putea trece la calculul transformatorului.

Studiul presupune cunoscută partea fenomenologică privind redresarea curentului alternativ.

In studiu se stabilesc relaţii generale de calcul aplicabile pentru ambele tipuri de scheme (cu punct median sau în punte). Aceste relaţii se particularizează apoi pentru cazurile întîlnite în practică.

1. Tensiunea medie redresată în gol la redresorul necomandat

Scheme de bază. Pentru determinarea tensiunii redresate în gol, este necesar să cunoaştem schemele de redresare. In tehnica redresoarelor sînt două tipuri de scheme de bază :

a) schema de punct median,
b) schema în punte.

In fig. 1 se arată secundarul unui transforma-

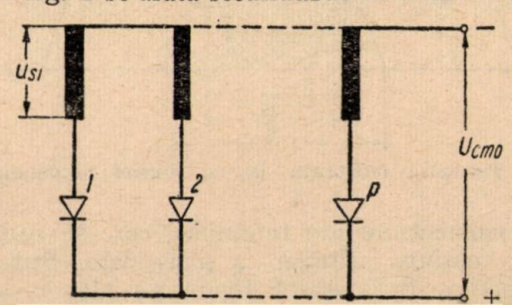


Fig. 1. Schema de principiu a unui redresor alimentat din secundarul unui transformator cu *p* faze, avînd ventilele montate pe fiecare fază (cu punct median).

tor cu punct median cu p înfăşurări dispuse simetric, tensiunile secundare $U_{s1} \ldots U_{sp}$ fiind defazate, două cîte două, cu $\frac{2\pi}{p}$ radiani. Din analiza modului de funcţionare a unui asemenea redresor, rezultă că numărul căilor de curent redresat distincte c este egal cu numărul fazelor p. In adevăr în orice moment, conduce numai ventilul a cărui tensiune este mai ridicată decît tensiunea oricărei alte faze. Din acest motiv durata de conducţie a fiecărui ventil este $\frac{2\pi}{c} = \frac{2\pi}{p}$. exprimată în radiani.

In fig. 2 se arată secundarul unui transformator cu p faze, definite ca mai înainte, însă cu

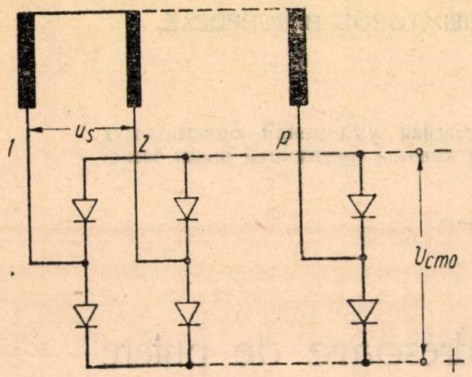


Fig. 2. Schema de principiu a unui redresor alimentat din secundarul unui transformator cu p faze, avînd ventilele montate în punte.

ventilele montate în punte. Intr-o asemenea schemă, curentul continuu este stabilit prin două ventile, care se schimbă, pentru a redresa tensiunea cea mai mare care există între două faze, indiferent de semnul acestei tensiuni. Şi aici cele două ventile, care conduc, stabilesc cîte o cale de curent, astfel că durata de conducţie pe o cale de curent este de $\frac{2\pi}{c}$, c fiind numărul căilor de curent.

Pentru a calcula tensiunea medie redresată în gol, considerăm fig. 3 unde s-au indicat va-

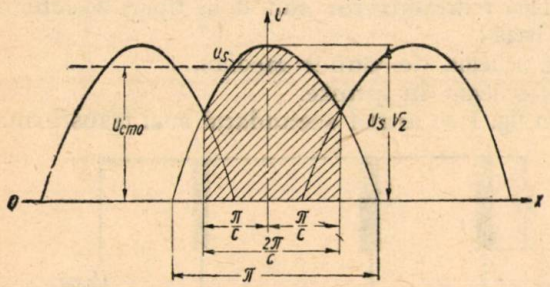


Fig. 3. Tensiunea redresată la un redresor necomandat.

lorile momentane ale tensiunilor care se redresează, tensiuni admise ca sinusoidale. Spre a exemplifica, în această figură s-a ales $c = 3$, iar origina pentru sistemul de axe se stabileşte pentru valoarea maximă a curbei de tensiune.

In acest caz, forma tensiunii redresate este dată de relaţia :

$$u_s = \sqrt{2}\, U_s \cos x, \qquad (1)$$

în care $x = \omega t$ şi $\omega = 2\pi f$. Tensiunea medie redresată în gol rezultă :

$$U_{cm0} = \frac{c}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{c}}^{+\frac{\pi}{c}} \sqrt{2}\, U_s \cos x \, dx = \sqrt{2} \frac{c}{\pi} \sin \frac{\pi}{c} U_s = c_0 U_s. \qquad (2)$$

In relaţia (2), c_0 se numeşte *factor de redresare în gol*, iar valoarea lui este indicată în tabela 1, pentru tipurile uzuale de redresoare. Relaţia (2) este valabilă independent dacă schema este în punte sau cu punct median.

Din punct de vedere practic, interesează numai cîteva scheme de bază şi anume :

a) Scheme cu punct median. Schema monofazată cu redresarea unei singure alternanţe, poate fi considerată ca un caz particular al schemei din fig. 1 în care $p = 1$. Pentru calculul tensiunii redresate, sînt valabile relaţiile (1) şi (2) cu observarea că domeniul de existenţă al relaţiei (1) este fizic real pentru $-\frac{\pi}{2} < x < \frac{\pi}{2}$. Astfel că valoarea tensiunii medii redresate în gol rezultă :

$$U_{cm0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} u_s \, dx = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_s. \qquad (3)$$

Schemele trifazate ($p = 3$), hexa-fazată $p = 6$) sînt curent folosite în tehnica redresoarelor. Scheme de bază, cu un număr mai mare de faze ($p = 12$, $p = 18$) sînt realizabile din punct de vedere tehnic, dar conduc la o slabă folosire a transformatorului şi a ventilelor. Se va vedea în capitolul care tratează caracteristica în sarcină, că o schemă de redresor cu multe faze este defavorabilă şi din punctul de vedere al pierderii inductive de tensiune.

Tabela 1

Factorul de redresare în gol c_0

Schema	cu punct median sau în punte						
c	1	2	3	4	6	12	18
c_0	0,45	0,9	1,17	1,274	1,35	1,398	1,407

b) *Schemele în punte.* Din această categorie de scheme, au importanţă practică schema monofazată cu redresarea ambelor alternanţe ($c = 2$, $p = 1$) şi schema trifazată ($c = 6$, $p = 3$).

2. Tensiunea medie redresată în gol *) la redresorul comandat

La redresoarele cu reglajul tensiunii redresate (tiratron şi ignitron), comanda de conducţie a ventilului este dată de un impuls de tensiune pe grilă (tiratron) sau pe electrodul de aprindere (ignitron). Stabilirea arcului în ventil poate fi întîrziată prin dispozitive anume construite. Pentru determinarea tensiunii redresate, este necesar să precizăm natura sarcinii şi dacă există filtraj pentru curentul anodic. Vom calcula valoarea tensiunii medii redresate pentru două situaţii, care sînt apropiate de cazurile practice.

a) *Receptorul este o rezistenţă, curentul nu este filtrat.* Această situaţie este indicată în fig. 4 şi fig. 5. Notăm cu α unghiul de întîrziere pentru

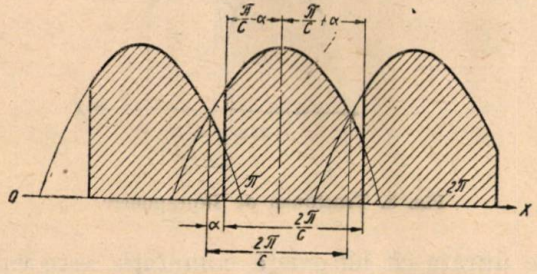


Fig. 4. Tensiunea redresată la un redresor comandat cu $\alpha < \alpha_{cr}$.

impulsul de conducţie al ventilului şi cu α_{cr} (critic) unghiul limită de întîrziere, pentru care orice depăşire produce o discontinuitate a cu-

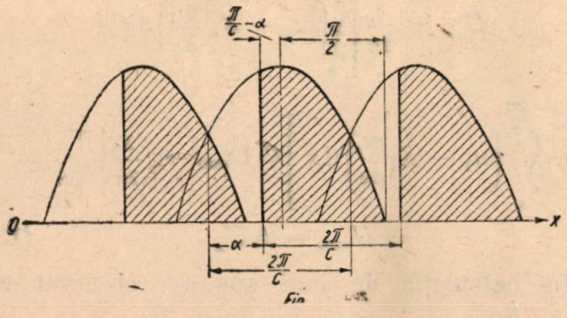


Fig. 5. Tensiunea redresată la un redresor comandat cu $\alpha > \alpha_{cr}$.

rentului anodic şi deci o durată de conducţie mai mică decît $\frac{2\pi}{c}$. In cazul din fig. 4 pentru care $\alpha < \alpha_{cr}$, valoarea tensiunii medii redresate rezultă din relaţia :

$$U_{cm0\alpha} = \frac{c}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{c}+\alpha}^{\frac{\pi}{c}+\alpha} \sqrt{2}\, U_s \cos x \, dx =$$

$$= \sqrt{2}\, \frac{c}{\pi} \sin \frac{\pi}{c}\, U_s \cos \alpha = U_{cm0} \cos \alpha. \qquad (4)$$

*) Aici tensiunea medie redresată în gol are semnificaţia tensiunii medii redresate brut.

Valoarea unghiului de întîrziere critic α_{cr} este :

$$\alpha_{cr} = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{c}. \qquad (5)$$

Pentru cazul din fig. 5, în care $\alpha > \alpha_{cr}$ valoarea tensiunii medii redresate este :

$$U_{cm0} = \frac{c}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{c}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2}\, U_s \cos x \, dx =$$

$$= \frac{c}{\sqrt{2\pi}}\, U_s \left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{c}\right)\right]. \qquad (6)$$

Relaţiile (4) şi (6) sînt valabile pentru $c \geqslant 2$.

In cazul redresării unei singure alternanţe, rezultă :

$$U_{cm0\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2}\, U_s \cos x \, dx =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\, U_s (1 + \cos \alpha). \qquad (7)$$

Pentru reducerea tensiunii medii redresate la zero, este necesar un unghi de întîrziere $\alpha_{max} = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{c}$, cînd $c \geqslant 2$ şi $\alpha_{max} = \pi$, pentru $c = 1$.

b) *Receptorul este o rezistenţă, curentul este filtrat de o inductanţă practic infinită.* In ceea ce priveşte tensiunea medie redresată se menţin cele spuse la punctul *a*) cu observaţia că, pentru a reduce tensiunea medie redresată la zero, este necesar un unghi de întîrziere de 90°. In adevăr, pentru o inductanţă practic infinită, conducţia în ventil are loc chiar pentru valoii negative ale tensiunii anodice, iar curentul anodic se menţine constant. Tensiunea medie redresată este nulă cînd, pe perioada de conducţie a ventilului, valoarea medie a tensiunii pozitive este egală cu valoarea medie a tensiunii negative. In fig. 6

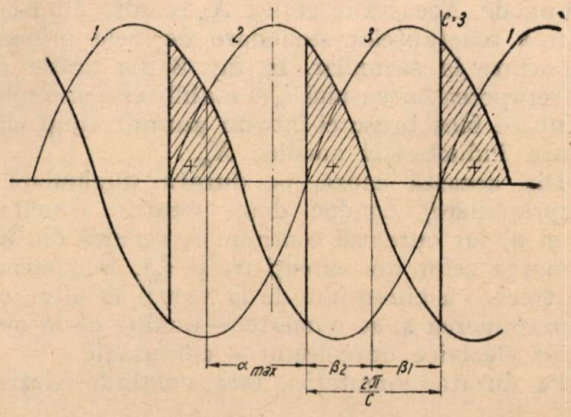


Fig. 6. Determinarea unghiului de întîrziere pentru reducerea la zero a tensiunii medii redresate : $\alpha_{max} = \frac{\pi}{2}$.

s-a reprezentat acest lucru pentru $c = 3$. Din fig. 6 rezultă în mod general $\beta_1 = \beta_2 = \frac{\pi}{c}$

$$\alpha_{max} = \frac{\pi}{c} + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{c} = \frac{\pi}{2} \quad . \qquad (8)$$

3. Tensiunea medie redresată în sarcină

Pentru determinarea tensiunii medii, redresorul fiind în sarcină, este necesar să evaluăm pierderile de tensiune inductive şi rezistive. Evaluarea acestor pierderi de tensiune se va face atît pentru redresorul necomandat cît şi pentru cel comandat în ipoteza simplificatoare, adică pentru reactanţă de catodă nulă ($X_k = 0$) sau infinit de mare ($X_k = \infty$).

a) *Pierderea de tensiune inductivă penru $X_k = 0$ şi sarcina rezistivă la redresorul necomandat.* Pentru calculul pierderii de tensiune inductive, considerăm fig. 7 care reprezintă schema simplificată a redresorului. In această schemă s-a reprezentat numai secundarul transformatorului, iar reactanţa X_a s-a concentrat pe circuitul fiecărei anode. Această reactanţă X_a rezultă din însumarea reactanţelor secundare cu cele primare raportate la secundar. In fig. 8 s-a arătat că întreruperea curentului i_n şi stabilirea curentului i_1 nu se face brusc ci într-un anumit timp, din cauza inductanţei anodice X_a.

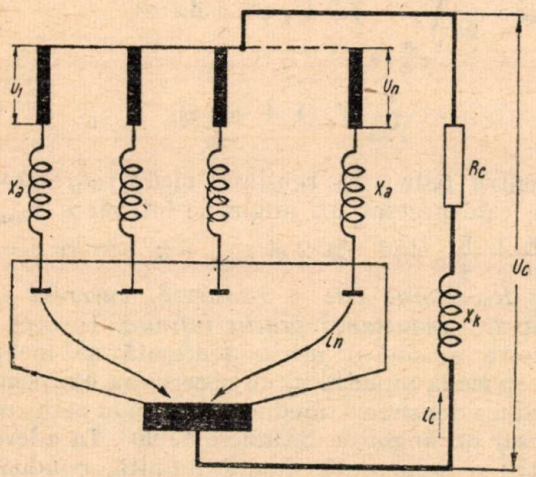


Fig. 7. Schema simplificată a redresorului, cu considerarea inductivităţii X_a.

Din această cauză, pe durata unghiulară s (suprapunere) conduc două ventile simultan (*1* şi *n*) iar curentul continuu i_c rezultă din însumarea celor doi curenţi (i_1 şi i_n). Fenomenul de trecere a curentului de la ventil la altul, cu suprapunerea s, se numeşte — analog ca la maşinile electrice cu colector — comutaţie.

Pe durata comutaţiei, este valabilă relaţia :

$$u_c = u_1 - X_a \frac{di_1}{dx} = U_n - X_a - \frac{di}{dx} \qquad (9)$$

sau, deoarece $i_1 + i_n = i_c$,

$$u_c = \frac{u_1 + u_2}{2} - \frac{X_a}{2} \cdot \frac{di_c}{dx} \cdot \qquad (10)$$

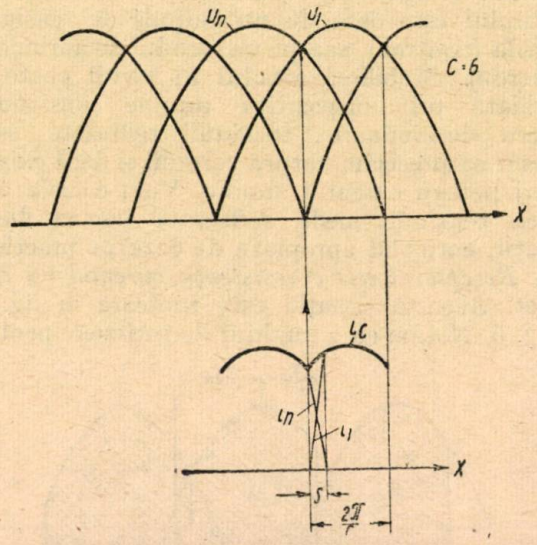


Fig. 8. Tensiunea de suprapunere.

Pe durata cît nu există comutaţie, este valabilă relaţia :

$$u_c = u_1 - X_a \frac{di_c}{dx} \cdot \qquad (11)$$

Valoarea tensiunii medii redresate rezultă :

$$U_{cm} = \frac{c}{2\pi} \left[\int_0^s \left(u_1 - X_a \frac{di_1}{dx} \right) dx + \right.$$

$$\left. + \int_s^{\frac{2\pi}{c}} \left(u_1 - X_a \frac{di_c}{dx} \right) dx \right] = U_{cm0} - c \frac{X_a}{2\pi} \left| i_c \right|_{\frac{2\pi}{c}} =$$

$$= U_{cm0} - \Delta U_x. \qquad (12)$$

In calculaţia de mai sus s-a observat că $i_{1(s)} = i_{c(s)}$.

Pentru valori mici ale suprapunerii, se calculează valoarea curentului $\left| i_c \right|_{\frac{2\pi}{c}}$ în mod suficient de exact, cu ajutorul valorii medii a curentului continuu I_{cm} :

$$\left| i_c \right|_{\frac{2\pi}{c}} = I_{c\,max} \cos \frac{\pi}{c} = \frac{\pi}{c} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{c} \cdot I_{cm} \cdot \qquad (13)$$

Pierderea de tensiune inductivă are ca valoare :

$$\Delta U_x = \frac{1}{2 \operatorname{tg} \frac{\pi}{c}} X_a I_{cm}. \qquad (14)$$

sau

$$\delta u_x = \frac{\Delta U_x}{U_{cm0}} = \frac{X_a I_{cm}}{U_{cm0}\, 2 \operatorname{tg} \frac{\pi}{c}} \cdot \qquad (15)$$

b) *Pierderea de tensiune inductivă pentru $X_k = \infty$ și sarcină rezistivă, cu redresorul necomandat.* Fig. 9 indică diagrama tensiunilor și curenților

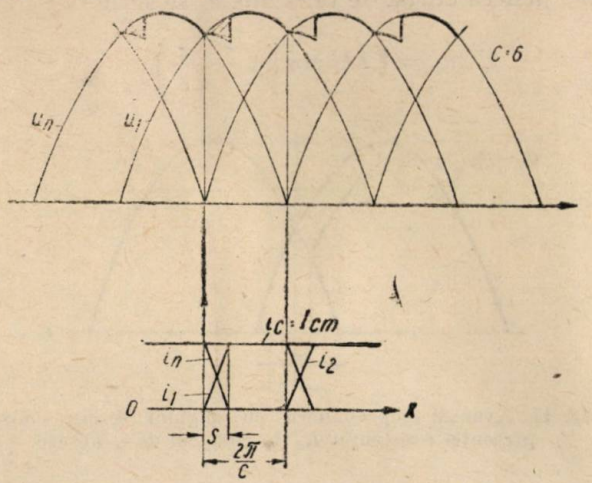


Fig. 9. Tensiunea redresată, cînd se ține seama de suprapunere, pentru $X_k = \infty$.

pentru fazele n și 1. Datorită inductanței infinit de mare în circuitul catodic, curentul continuu se menține constant și în timpul comutației.

Pe durata comutației, sînt valabile relațiile (9) și (10) cu observația că (deoarece $i_c = \text{ct}$) $\frac{di_c}{dx} = 0$.

Se obține astfel valoarea tensiunii medii redresate :

$$U_{cm} = \frac{c}{2\pi}\left[\int_0^s \left(u_1 - X_a \frac{di_1}{dx}\right) dx + \int_s^{\frac{2\pi}{c}} u_1\, dx\right] =$$

$$= U_{cm0} - \frac{c}{2\pi} X_a I_{cm}. \qquad (16)$$

Se observă că, în timpul comutației, tensiunea instantanee u_c este egală cu semisuma tensiunilor u_n și u_1. Pierderea de tensiune se reprezintă haşurat în fig. 9.

Pierderea de tensiune medie rezultă :

$$U_x = \frac{c}{2\pi}\int_0^s \frac{u_1 - u_n}{2} dx = \frac{c}{2\pi} X_a I_{cm}. \qquad (17)$$

După cum se vede din relația (17), pierderea de tensiune inductivă crește proporțional și cu numărul căilor de curent. Din acest motiv redresoare cu $c > 6$, în scheme de bază, nu sînt folosite.

Pierderea de tensiune se calculează în funcție de suprapunerea s, cu ajutorul relației (17) în care :

$$u_1 = \sqrt{2}\, U \cos\left(x - \frac{\pi}{c}\right);$$

$$u_n = \sqrt{2} U \cos\left(x + \frac{\pi}{c}\right).$$

Astfel încît :

$$\Delta U_x = \frac{c}{\sqrt{2}\pi} U \sin\frac{\pi}{c}(1 - \cos s). \qquad (18)$$

Referind aceasta la pierderea de tensiune inductivă relativă se obține :

$$\delta u_x = \frac{\Delta U_x}{U_{cm0}} = \frac{1 - \cos s}{2} = \sin^2\frac{s}{2}. \qquad (19)$$

Raportul între tensiunea medie redresată — făcînd abstracție de pierdere de tensiune în ventil și în rezistențe — și tensiunea de gol rezultă :

$$\frac{U_{cm}}{U_{cm0}} = \frac{U_{cm0} - \Delta U_x}{U_{cm0}} = \frac{1 + \cos s}{2}. \qquad (20)$$

Prin scăderea relațiilor (9) pentru $X_k = \infty$ și observînd că $i_1 + i_n = I_{cm} = \text{ct}$, se obține :

$$\frac{u_1 - u_n}{2} = X_a \frac{di_1}{dx}. \qquad (21)$$

Cu expresiile pentru u_1 și u_n de mai sus se termină i_1 :

$$i_1 = \frac{1}{2 X_a}\int (u_1 - u_n)\, dx + \text{ct}.$$

Constanta de integrare se determină, cunoscînd că $|i_1|_{x=0} = 0$

și deci $i_1 = \frac{\sqrt{2}\, U}{X_a} \sin\frac{\pi}{c}(1 - \cos x)$, (22)

iar pentru $|i_1|_{x=s} = I_{cm}$, deci

$$I_{cm} = \frac{2U}{X_a} \sin\frac{\pi}{c}(1 - \cos s). \qquad (23)$$

Din relațiile (22) și (23) rezultă :

$$i_1 = \frac{1 - \cos x}{1 - \cos s} I_{cm} \qquad (24)$$

$$i_n = I_{cm} - i_1 = \frac{\cos x - \cos s}{1 - \cos s} I_{cm}. \qquad (25)$$

c) *Relațiile între pierderea de tensiune inductivă și tensiunea de scurtcircuit a transformatorului.* Din punct de vedere practic este ușor să se determine pierderea de tensiune inductivă în funcție de tensiunea de scurtcircuit a transformatorului. Măsurarea tensiunii de scurtcircuit se execută în mod normal, la transformatoarele redresoarelor trifazate. La transformatoarele he xafazice se execută două măsurători și se ia în calcul valoarea medie a acestor măsurători. Prima măsurare constă în scurtcircuitarea simetrică a fazelor secundare a unui sistem trifazic și ridicarea tensiunii primare, pînă cînd curentul efectiv din primar este egal cu curentul efectiv din primar la funcționarea ca redresor. La măsurarea a doua, se măsoară tensiunea de

scurtcircuit, scurtcircuitînd celelalte trei faze aparţinînd sistemului trifazic rotit cu 60° faţă de primul.

Notînd cu X_a reactanţa anodică raportată la secundarul transformatorului şi cu n_t raportul de transformare al tensiunilor, tensiunea de scurtcircuit procentuală rezultă

$$u_{sc} = n_t^2 \; X_a \frac{I_p}{U_p} \cdot \qquad (26)$$

In această relaţie valoarea curentului efectiv din primar se calculează în funcţie de valoarea curentului mediu redresat I_{cm}. Pentru redresorul trifazic cu punct median se va vedea la calculul transformatorului, pentru $X_k = \infty$, pentru că :

$$I_p = \frac{\sqrt{2}\, I_{cm}}{3\, n_t} \cdot \qquad (27)$$

Pentru calculul raportului $\delta u_x / u_{sc}$ se folosesc relaţiile corespunzătoare (17) şi (26) şi se obţine :

$$\frac{\delta u_x}{u_{sc}} = \frac{3}{4 \sin \frac{\pi}{c}} \cdot \qquad (28)$$

d) *Considerarea pierderii de tensiune pe rezistenţă la redresorul necomandat.* Se calculează pierderea de tensiune ţinînd seama şi de prezenţa rezistenţelor în circuitul anodic. Se raportează toate rezistenţele şi reactanţele pe fază în secundarul transformatorului de redresor şi se obţine schema echivalentă din fig. 10. Relaţiile se vor

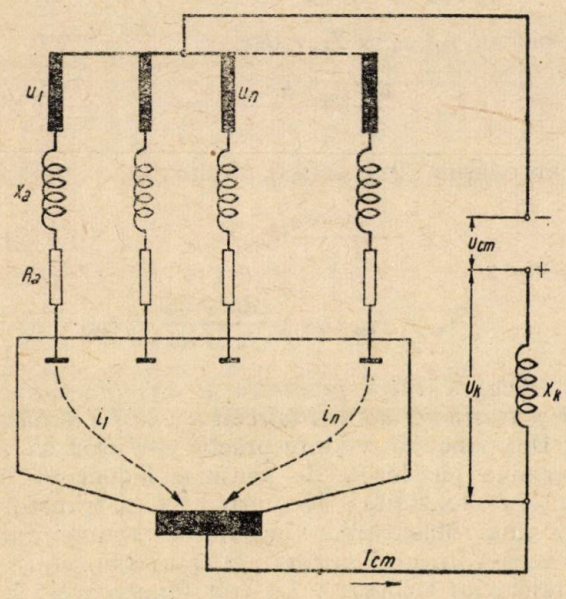


Fig. 10. Schema simplificată a redresorului cînd se ţine seama şi de rezistenţa R_a, pentru $X_k = \infty$.

stabili pentru cazul $X_k = \infty$ adică pentru curent continuu constant ($I_{cm} = I_{c\,max}$). Se observă în fig. 11 că, datorită pierderii de tensiune în rezistenţa R_a, intersecţia curbei de tensiune u_n cu curba de tensiune u_1 are loc în avans cu unghiul δ. Valoarea unghiului δ se determină, considerînd ca origină intersecţia curbelor u_n cu u_1. In acest caz pentru curba de tensiune u_1 se scrie :

$$u_1 = \sqrt{2}\, U \cos\left(x - \frac{\pi}{c}\right) \cdot$$

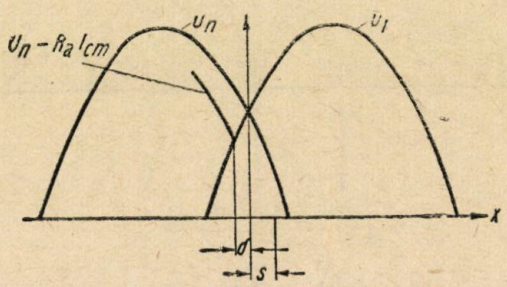


Fig. 11. Avansul suprapunerii cu unghiul δ, din cauza prezenţei rezistenţei R_a în circuitul de redresare.

Intersecţia curbelor u_1 şi $u_n - R_a I_{cm}$ rezultă din egalitatea :

$$\sqrt{2}\, U \cos\left(\frac{\pi}{c} - \delta\right) - R_a I_{cm} = -\sqrt{2}\, U \cos\left(-\frac{\pi}{c} - \delta\right) \cdot \qquad (29)$$

Rezolvarea ecuaţiei (29) conduce la valoarea :

$$\sin \delta = \frac{R_a I_{cm}}{2\sqrt{2}\, U \sin \frac{\pi}{c}} \cdot \qquad (30)$$

Pe toată durata comutaţiei ($\delta + s$) sînt valabile relaţiile :

$$u_e = u_1 - X_a \frac{di_1}{dx} - R_a i_1 - u_k \qquad (31)$$

$$u_e = u_n - X_a \frac{di_x}{dx} - R_a i_n - u_k. \qquad (32)$$

Observînd că : $i_1 + i_n = i_{cm} = \text{ct}$, prin scăderea relaţiilor (31) şi (32) se obţine :

$$\frac{u_1 - u_n}{2} = X_a \frac{di_1}{dx} + R_a \left(i_1 - \frac{I_{cm}}{2}\right) \cdot \qquad (33)$$

Valoarea tensiunii medii redresate în sarcină rezultă :

$$U_{cm} = \frac{c}{2\pi}\left[\int_{-\delta}^{s} \frac{u_1 + u_n}{2}\, dx - \frac{R_a}{2} I_{cm} \int_{-\delta}^{s} dx + \int_{s}^{\frac{2\pi}{c} - \delta} u_1\, dx - R_a I_{cm} \int_{s}^{\frac{2\pi}{c} - \delta} dx\right]. \qquad (34)$$

In relaţia (34) s-a făcut abstracţie de pierderea de tensiune u_k în bobina de inductanţă.

Inlocuind în relaţia (34) valoarea pentru $\frac{u_n}{2}$ din relaţia (33) se obţine :

$$U_{cm} = \frac{c}{2\pi}\left[\int_0^s u_1\,dx + \int_s^{\frac{2\pi}{c}-\delta} u_1\,dx + \right.$$

$$+ \int_{\frac{2\pi}{c}-\delta}^{\frac{2\pi}{c}} u_1\,dx - \int_{\frac{2\pi}{c}-\delta}^{\frac{2\pi}{c}} u_1\,dx + \int_{-\delta}^{0} u_1\,dx -$$

$$- X_a \int_{-\delta}^{s} di_1 - R_a \int_{-\delta}^{s} \left(i_1 - \frac{I_{cm}}{2}\right) dx -$$

$$\left. - \frac{R_a}{2} I_{cm} \int_{-\delta}^{} dx - R_a I_{cm} \int_{s}^{\frac{2\pi}{c}-\delta} dx \right] \qquad (35)$$

Rezolvarea integralelor din relaţia (35) conduce la :

$$U_{cm} = U_{cm0} - \frac{c}{2\pi} X_a I_{cm} - \left[\left(1 - \frac{c}{4\pi}(s+\delta)\right) R_a I_{cm} + \right.$$

$$\left. + U_{cm0}(1-\cos\delta) + \frac{c}{2\pi} R_a \int_{-\delta}^{s} \left(i_1 - \frac{I_{cm}}{2}\right) dx \right]. \qquad (36)$$

In calcul, considerînd $\delta \to 0$ şi ţinînd seama de relaţia (24) se aproximează :

$$\int_{-\delta}^{s} \left(i_1 - \frac{I_{cm}}{2}\right) dx \approx \int_{0}^{s} \left(i_1 - \frac{I_{cm}}{2}\right) dx \approx -I_{cm} \frac{s}{6} . \qquad (37)$$

In acest caz în relaţia (36) se vede pierderea de tensiune datorită rezistenţei :

$$\Delta U_R = \left(1 - \frac{cs}{4\pi} - \frac{cs}{12\pi}\right) R_a I_{cm} \approx \left(1 - \frac{cs}{3\pi}\right) R_a I_{cm}. \qquad (38)$$

Raportat la tensiunea în gol, se obţine :

$$\delta u_R \approx \left(1 - \frac{cs}{3\pi}\right) \frac{R_a I_{cm}}{U_{cm0}}. \qquad (39)$$

Rezistenţa înlocuitoare R_a se calculează din pierderile de putere activă cu ajutorul relaţiei (40) :

$$R_a = \frac{1}{i_{cm}}\left[I_{cm}^2 r_k + p I_s^2 (r_a + r_s) + m I_p^2 r_p + \right.$$

$$\left. + m I_n^2 r_r \right] = \frac{\Sigma p_w}{I_{cm}^2}. \qquad (40)$$

In relaţia (40) s-au introdus următoarele notaţii :

r_k este rezistenţa de catodă ;
r_a — rezistenţa în circuitul anodic ;
r_s — rezistenţa înfăşurării secundare pe o fază a transformatorului ;
r_p — rezistenţa înfăşurării primare pe o fază a transformatorului ;
p — număr de faze la secundarul transformatorului ;
m — număr de faze la primarul transformatorului ;
r_r — rezistenţa reţelei pe fază ;
I_s — curentul efectiv pe o fază secundară ;
I_p — curentul efectiv pe o fază primară.

In valoarea rezistenţei r_a trebuie inclusă şi rezistenţa internă a ventilului. Rezistenţele se calculează la 50 Hz. Din cauza armonicelor de curent, aceste rezistenţe sînt ceva mai mari, însă şi reactanţele cresc o dată cu armonicele. Se consideră că cele două efecte, de sens contrar, se compensează.

e) *Pierderea de tensiune inductivă la redresorul comandat.* In fig. 12 s-au indicat curbele de tensiune şi curent pentru redresorul comandat şi pentru $X_k = \infty$. Pentru $R_a = 0$, relaţiile (31) şi (32) devin prin adunare şi scădere :

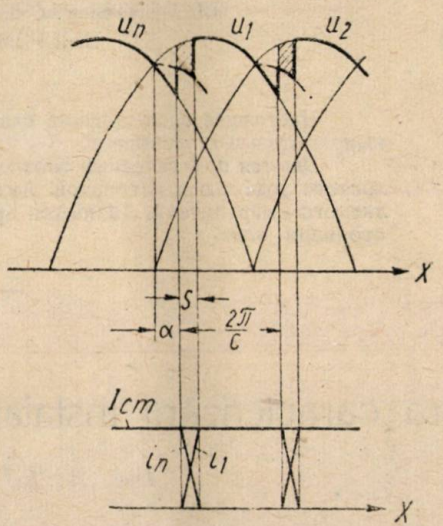


Fig. 12. Tensiunea redresată la redresorul comandat.

$$u_c = \frac{u_1 + u_n}{2} \qquad (41)$$

$$\frac{u_1 - u_n}{2} = X_a \frac{di_1}{dx}. \qquad (21)$$

Relaţia (41) indică valoarea instantanee a tensiunii continue, iar relaţia (21) indică pierderea de tensiune instantanee, pe durata comutaţiei. Pierderea de tensiune pe durata comutaţiei este reprezentată de ordonate în aria haşurată (fig. 12) Valoarea medie a acestei pierderi de tensiune rezultă :

$$\Delta U_{\alpha\alpha} = \frac{c}{2\pi} \int_0^s \frac{u_1 - u_n}{2} dx = \frac{c}{2\pi} X_a \int_0^s di_1 = \frac{c}{2\pi} X_a I_{cm}. \qquad (42)$$

Valoarea tensiunii medii redresate, în cazul cînd $s = 0$, este indicată de relaţia (4). Pierderea de tensiune relativă rezultă :

$$\delta u_{xx} = \frac{X_a I_{em}}{2\sqrt{2}\, U \sin\frac{\pi}{c}\cos\alpha} = \frac{\delta u_x}{\cos\alpha} \cdot \quad (43)$$

în care δu_x este pierderea de tensiune relativă în cazul redresorului necomandat.

Pentru determinarea caracteristici în sarcină a redresorului se foloseşte relaţia :

$$U_{cm} = U_{cm0} - \Delta U_x - \Delta U_r \quad (44)$$

respectiv :

$$U_{em} = U_{cm0\alpha} - \Delta U_{x\alpha} - \Delta U_r. \quad (45)$$

Din relaţiile (44) şi (45) rezultă că tensiunea medie redresată în sarcină se obţine scăzînd din tensiunea de gol, pierderile de tensiune inductivă şi rezistivă.

Bibliografie

1] *Henisch H. K.* : Redresori semiconductori, Ed. Literatura, străină, Moscova, 1951.
2] *Rivkin E. A.* : Instalaţii de mutatori de mare putere Ed. Energetică de Stat din Bucureşti, 1954.
3] *Caganov I. L.* : Mutatori electronici şi ionici, Ed. Energetică de Stat, Bucureşti, 1953.
4] *Glaser A.* : Müller—Lübeck : Einfürung in die Theorie der Stromrichter. Springer, Berlin, 1935.

★

ЭЛЕМЕНТЫ РАСЧЕТА ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ.
ВЫПРЯМЛЕННОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

Резюме

Настоящее исследование отвечает необходимости решить вопрос проектирования выпрямительных установок.

Даются практические соотношения для расчета выпрямленного напряжения холостого хода и под нагрузкой. Анализируется как случай управляемого такуи неуправляемого выпрямителя. Делаются предположения относительно рода нагрузки при постоянном токе.

Asupra caracterizării instalaţiilor cu lămpi pentru radiaţii infraroşi

Ing. A. ROTH şi ing. A .BERMAN
Laureat al Premiului de Stat

621.326.78:535.61 — 15:662.92

Se propune un sistem de caracterizare generală a instalaţiilor cu lămpi pentru radiaţii infraroşii. In cadrul expunerii caracteristicilor şi a motivării necesităţii lor, se indică un mod de exprimare analitic original al iradierii lămpilor IR şi al factorului de utilizare precum şi un sistem de stabilire a uniformităţii iradierii.

Lămpile pentru radiaţii infraroşii au fost create de scurtă vreme în ţară şi au început să constituie pentru industrie un mijloc din ce în ce mai mult întrebuinţat pentru uscare şi încălzire. Procedeul de încălzire cu radiaţii infraroşii s-a dovedit a fi foarte eficace pentru uscarea suprafeţelor vopsite, a materialelor textile, a hîrtiei, pielăriei, produselor agricole etc. In alte cazuri însă (încălzirea pieselor voluminoase, a pieselor de forme complicate, a materialelor puternic reflectante etc.) acest procedeu nu dă rezultate satisfăcătoare.

Chiar în cazurile în care procedeul poate fi aplicat cu succes, construirea instalaţiilor pe baze pur empirice — din lipsa unor caracteristici precise — poate duce la realizarea unor instalaţii mai puţin eficace decît cele realizate cu alte sisteme de uscare. Procedeul fiind nou, considerăm că pentru o justă folosire a lui este necesar să existe un sistem de caracterizare tehnică a însuşirilor pe care le posedă aceste instalaţii. Acest sistem de caracterizare trebuie să poată defini cerinţele pe care trebuie să le satisfacă o astfel de instalaţie pentru a putea realiza un anumit proces de încălzire sau uscare.

Pentru uşurarea realizării instalaţiilor de încălzire şi uscare cu radiaţii infraroşii, propunem cîteva mărimi caracteristice care par potrivite pentru a caracteriza, fără echivoc, din punct de vedere fizic şi tehnic o astfel de instalaţie.

Menirea unei instalaţii de încălzire cu radiaţii infraroşii constă în realizarea unei anumite temperaturi la suparafaţa sau în interiorul corpului care se tratează. Atît temperatura la care ajunge

un corp într-o astfel de instalaţie cît şi timpul necesar pentru a ajunge la această temperatură, depind nu numai de factori caracteristici instalaţiei ci şi de o serie de factori specifici corpului încălzit (absorbţia suprafeţei, căldura specifică a materialului, grosimea etc.). Deoarece diversitatea corpurilor ce se tratează în astfel de instalaţii este foarte mare, o caracterizare generală a instalaţiilor poate cuprinde numai elemente independente de corpurile supuse încălzirii.

1. *Puterea absorbită.* Principiul de funcţionare al acestor instalaţii constă în încălzirea unor radiatori (spiralele lămpilor) la temperaturi astfel alese încît să radieze energia necesară. Pentru încălzirea acestora este necesar un consum de energie, care constituie prima caracteristică a instalaţiei. Deoarece o instalaţie de uscare sau încălzire cu radiaţii infraroşii cuprinde un număr oarecare de lămpi identice, puterea absorbită se defineşte prin numărul total de lămpi şi puterea lămpilor individuale.

2. *Distribuţia spectrală.* Incălzirea cu radiaţii se bazează pe absorbţia acestora de corpurile expuse lor. Deoarece factorul de absorbţie al corpurilor variază cu lungimea de undă a radiaţiei incidente, este necesar ca domeniul lungimilor de undă a radiaţiilor emise să corespundă cu acela în care factorul de absorbţie al corpului iradiat este potrivit scopului urmărit. Rezultă că a doua caracteristică a unei instalaţii de încălzire cu radiaţii trebuie să fie distribuţia spectrală a radiaţiei lămpilor folosite.

Prin distribuţie spectrală se înţelege proporţia în care se repartizează energia radiantă în diferitele lungimi de undă din spectru datorită specificului radiatorului şi ambianţei lui (exemplu absorbţia sticlei balonului). Distribuţia spectrală a radiaţiei se exprimă, în general, sub formă relativă. După cum se ştie, fiecărui radiator incandescent îi corespunde o curbă de emisie continuă, caracterizată printr-un maxim a cărui mărime şi poziţie în spectru este funcţie de materialul radiatorului şi de temperatura sa. De obicei, în reprezentarea distribuţiei spectrale relative, valoarea acestui maxim se consideră ca unitate iar emisiile corespunzătoare altor lungimi de undă se exprimă ca fracţiuni din aceasta. Exprimînd aceste fracţiuni ca ordonate într-o diagramă care poartă în abscisă lungimile de undă, se obţine curba distribuţiei spectrale relative.

In cazul lămpilor pentru radiaţii infraroşii, radiatorul îl constituie spirala de wolfram dimensionată astfel încît :

— emisia maximă să fie situată între 1 şi 2 μ (domeniu de absorbţie al majorităţii corpurilor ce se tratează în astfel de instalaţii) ;

— durata lămpii să fie de 3 000—5 000 ore (interval de schimbare al lămpilor : 6 luni — 1 an).

Din aceste considerente rezultă o temperatură a spiralei în jurul a 2500° abs. Ţinînd seama că la 2500° abs puterea emisivă a wolframului (raportată la cea a corpului negru) este cea dată de curba *1* din fig. 1 şi că distribuţia spectrală a radiaţiei corpului negru la 2500° abs este cea reprezentată prin curba *2* din fig. 1, rezultă

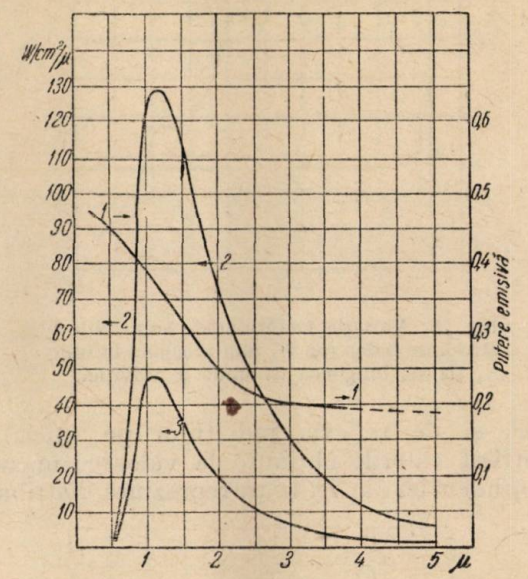


Fig. 1. Puterea emisivă a wolframului (curba *1*) ; distribuţia spectrală a radiaţiei corpului negru (curba *2*) şi a wolframului (curba *3*) toate la 2500° abs.

(prin înmulţirea ordonatelor celor două curbe) că distribuţia spectrală a radiaţiei wolframului la 2500° abs este cea dată de curba 3 din fig. 1.

Inainte de a părăsi lampa, radiaţia emisă de wolfram se reflectă pe oglinda interioară de aluminiu, fiind apoi transmisă prin sticla balonului lămpii. Factorul de reflexie al oglinzii de aluminiu variază cu lungimea de undă după curba din fig. 2, iar cel de transmisie al sticlei balonului

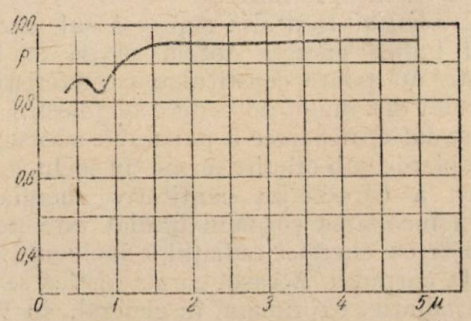


Fig. 2. Variaţia factorului de reflexie al oglinzii de aluminiu în funcţie de lungimea de undă a radiaţiei.

(pentru o grosime de 0,7 mm) după curba din fig. 3.

Afectînd curba 3 din fig. 1 cu valorile corespunzătoare ale curbelor din fig. 2 și 3 (ținînd

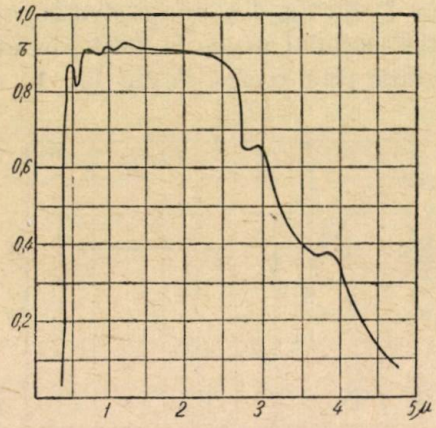


Fig. 3. Variația factorului de transmisie al sticlei de balon (de 0,7 mm grosime) în funcție de lungimea de undă a radiației.

seama și de reflexia radiațiilor pe sticlă) și raportînd valorile obținute la valoarea maximă se obține curba din fig. 4 care reprezintă distribuția

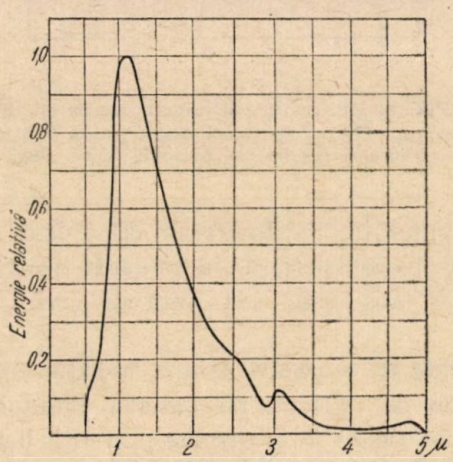


Fig. 4. Distribuția spectrală relativă a radiației lămpilor pentru radiații infraroșii.

spectrală relativă a radiației emise de lămpile pentru radiații infraroșii.

3. *Iradiația.* Deși aria cuprinsă sub curba din fig. 4 indică energia totală emisă de lampă, aceasta nu poate constitui o caracteristică interesantă din punct de vedere al folosirii lămpii de instalație, deoarece o parte din această energie se pierde sub diferite forme (în soclu, aer etc). Pentru a caracteriza cantitativ energia utilă pentru încălzirea corpului iradiat este necesară cunoașterea energiei radiațiilor incidente pe suprafața corpului. Această caracteristică se indică prin iradiație, exprimată, în general, în W/cm². In timp ce distribuția spectrală a radiației poate fi considerată ca un factor de calitate, iradiația și distribuția ei radială pe suprafața iradiată reprezintă factorul cantitativ al radiației lămpii.

Iradiația într-un punct A (fig. 5) al unei suprafețe normale pe axa lămpii, depinde de distanța h a acestei suprafețe de la calota lămpii și

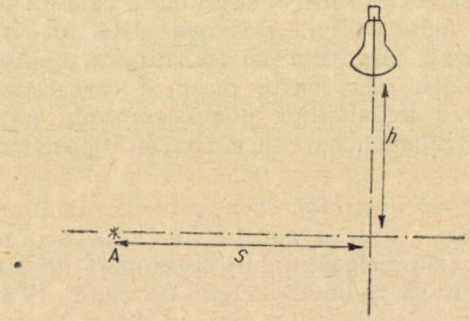


Fig. 5. Distanțele h și s față de lampă.

de distanța s a punctului A de la axa lămpii. Ea scade cu mărirea distanțelor h și s.

Iradiațiile lămpilor pentru radiații infraroșii măsurate în puncte de diverse coordonate h și s se reprezintă sub forma unui fascicul de curbe sau se indică în tabele.

Pentru măsurarea iradiației se plasează în fața lămpii pentru radiații infraroșii un termoelement înnegrit, închis în vid sau alt instrument sensibil pentru radiații, astfel încît prin deplasarea relativă a acestuia față de lampă să se poată măsura intensitatea energetică în oricare punct de coordonate h și s. Curbele intensității energetice ale lămpii pentru radiații infraroșii de 250 W 120 V fabricate în țară, reprezentate în fig. 7 au fost ridicate cu ajutorul montajului din fig. 6. Receptorul de radiații este format dintr-o plăcuță înnegrită pe spatele căreia se găsește sudura caldă a termoelementului cuplat cu un galvanometru sensibil. Acest receptor s-a etalonat în comparație cu o lampă Heffner afectîndu-se valorile obținute cu corecții care țin seama de absorbția selectivă a radiațiilor prin sticla

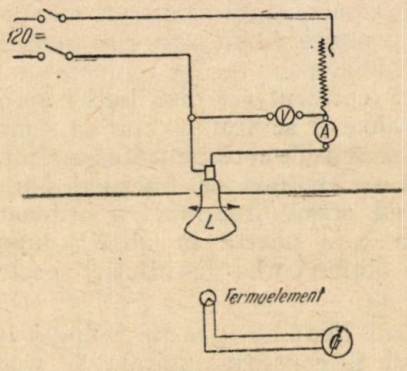


Fig. 6. Montaj pentru ridicarea curbelor iradiției lămpilor pentru radiații infraroșii.

în care este închis receptorul și de diferența dintre distribuția spectrală a lămpii Heffner și a lămpii pentru radiații infraroșii (datorită diferenței de temperatură, emisiei selective a wolframului, reflexiei selective a oglinzii de aluminiu etc.).

Datorită formei spiralei distribuţia iradiaţiei nu este de fapt perfect simetrică faţă de axa lămpii. Asimetria curbelor fiind însă destul de mică, ele se reprezintă în general sub formă simetrică faţă de axa lămpii. Valorile caracteristice

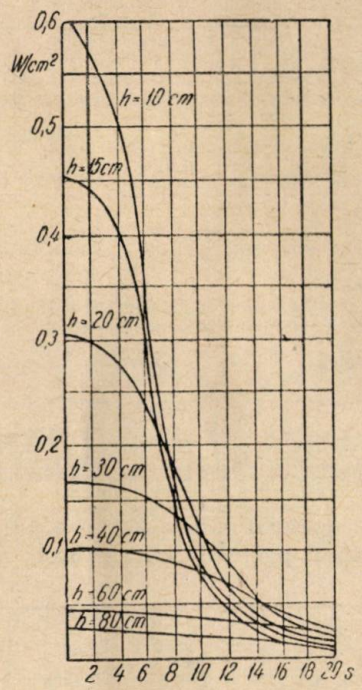


Fig. 7. Iradiaţia radiaţiilor incidente emise de o lampă *IR* (250 W, 120 V) în funcţie de distanţa *s* la diverse distanţe *h*.

sînt rezultatul mediei aritmetice a patru citiri executate în două plane normale între ele ce trec prin axa lămpii. Curbele din fig. 7 reprezintă astfel de valori.

Din valorile date de acest fascicul de curbe se poate constata că în axa lămpii iradiaţia I_{max} poate fi exprimată analitic prin relaţia

$$I_{max} = \frac{163}{(h+3)^n} \qquad (1)$$

în care h se exprimă în cm, I_{max} în W/cm² iar $n = 2$ pentru $h > 20$ cm; pentru h cuprins între 10 şi 20 cm, n variază între 2,2 şi 2,0. Pentru distanţe mai mari ca 20 cm I_{max} urmează legea inversului pătratelor distanţelor cunoscută în iluminat, $h + 3$ reprezentînd distanţa pînă la izvorul punctiform echivalent cu care ar putea fi înlocuită spirala lămpii în acest caz.

Valorile I date de fasciculul de curbe din fig. 7 pot fi exprimate analitic printr-o serie Fourier de forma:

$$I_s = a_0 + a_1 \cdot \cos\frac{2\pi}{D}s + a_2 \cdot \cos\frac{2\pi}{D}2s + a_3 \cdot \cos\frac{2\pi}{D}3s + a_4 \cdot \cos\frac{2\pi}{D}4s \qquad (2)$$

unde $D/2$ reprezintă distanţa de la axa lămpii de la care I devine neglijabil. Neglijînd $I < 0{,}03$ W/cm² ($D/2 = 20$ cm) coeficienţii $a_0 \ldots a_n$ au valorile indicate de curbele din fig. 8.

Cu ajutorul expresiei (2) se poate calcula puterea totală dată de o lampă pe o suprafaţă circulară cu diametrul D (normală pe axa lămpii

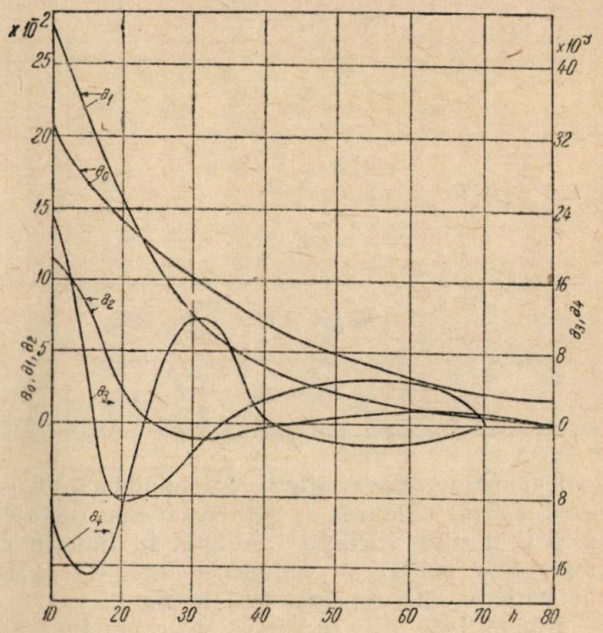


Fig. 8. Valorile coeficienţilor $a_0 \ldots a_4$.

şi avînd centrul în axă). Ea se exprimă în W prin

$$P = 2\pi \int_0^{D/2} s \cdot I_s \cdot ds = 1\,600 \cdot \pi \left[\frac{a_0}{4} - \frac{a_1}{\pi^2} - \frac{a_3}{(3\pi)^2}\right]. \qquad (3)$$

In instalaţiile industriale lămpile se folosesc, în general, montate în panouri în faţa cărora materialul (de încălzit) stă fix sau se deplasează astfel încît fiecare punct al lui trece prin faţa unui şir de lămpi. Lămpile dintr-un astfel de şir fiind aşezate între ele la distanţa $d < D$, iradiaţia într-un punct oarecare pe material este suma intensităţilor radiaţiilor incidente în acel punct provenite de la lămpile înconjurătoare. Iradiaţia totală I_t într-un punct din planul axelor lămpilor aflat la distanţa s de la axa lămpii celei mai apropiate se poate exprima prin relaţia:

$$I_t = A_0 + A_1 \cdot \cos\frac{2\pi}{D}s + B_1 \cdot \sin\frac{2\pi}{D}s + A_2 \cdot \cos\frac{2\pi}{D}2s + B_2 \cdot \sin\frac{2\pi}{D}2s + A_3 \cdot \cos\frac{2\pi}{D}3s + B_3 \cdot \sin\frac{2\pi}{D}3s + A_4 \cdot \cos\frac{2\pi}{D}4s + B_4 \cdot \sin\frac{2\pi}{D}4s \qquad (4)$$

în care A_0, A_n, B_n sînt funcţii de d şi a_0 respectiv a_n indicate în tabela 1.

Tabela 1

Relaţiile dintre A_0, A_n, B_n şi a_0, a_n

		A_0	A_n	B_n
$\frac{D}{2} \leqslant d < D$	$0 \leqslant s < d - \frac{D}{2}$	a_0	a_n	0
	$d - \frac{D}{2} \leqslant s < \frac{d}{2}$	$2\,a_0$	$\left(1 + \cos 2\pi n \frac{d}{D}\right) a_n$	$\left(\sin 2\pi n \frac{d}{D}\right) a_n$
$\frac{D}{3} \leqslant d < \frac{D}{2}$	$0 \leqslant s < \frac{D}{2} - d$	$3\,a_0$	$\left(1 + 2\cos 2\pi n \frac{d}{D}\right) a_n$	0
	$\frac{D}{2} - d \leqslant s < \frac{d}{2}$	$2\,a_0$	$\left(1 + \cos 2\pi n \frac{d}{D}\right) a_n$	$\left(\sin 2\pi n \frac{d}{D}\right) a_n$
$\frac{D}{4} \leqslant d < \frac{D}{3}$	$0 \leqslant s < 2d - \frac{D}{2}$	$3\,a_0$	$\left(1 + 2\cos 2\pi n \frac{d}{D}\right) a_n$	0
	$2d - \frac{D}{2} \leqslant s < \frac{d}{2}$	$4\,a_0$	$\left(1 + 2\cos 2\pi n \frac{d}{D} + \cos 4\pi n \frac{d}{D}\right) a_n$	$\left(\sin 4\pi n \frac{d}{D}\right) a_n$

4. *Uniformitatea iradierii.* Calculînd cu ajutorul expresiei (4) valoarea I_t pentru diverse distanţe h şi d rezultă variaţia iradiaţiei în funcţie de distanţa d pentru o distanţă h dată. O astfel de variaţie este reprezentată în fig. 9.

Din curbele din fig. 9 se vede că diferenţa dintre iradiaţia minimă şi cea maximă de pe

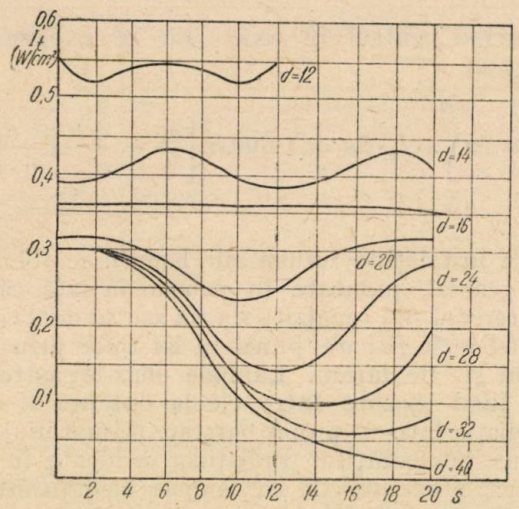


Fig. 9. Variaţia I_t pentru $h = 20$ cm la diverse distanţe d.

aceeaşi curbă scade pe măsură ce lămpile se apropie unele de altele ; pentru o anumită distanţă d (în figură $d = 16$ cm) curba se apropie foarte mult de o dreaptă. O apropiere şi mai mare a lămpilor produce din nou mărirea diferenţei dintre I_{min} şi I_{max}.

Pentru a exprima variaţia iradiaţiei în diverse puncte se foloseşte noţiunea de uniformitate, înţelegînd prin aceasta raportul I_{min}/I_{max}. Pentru un şir de lămpi cu distribuţia iradiaţiei din fig. 7, uniformitatea iradierii (în planul axelor) variază după curbele din fig. 10.

În cazul aşezării lămpilor pe o suprafaţă (în colţurile unor patrate sau a unor triunghiuri

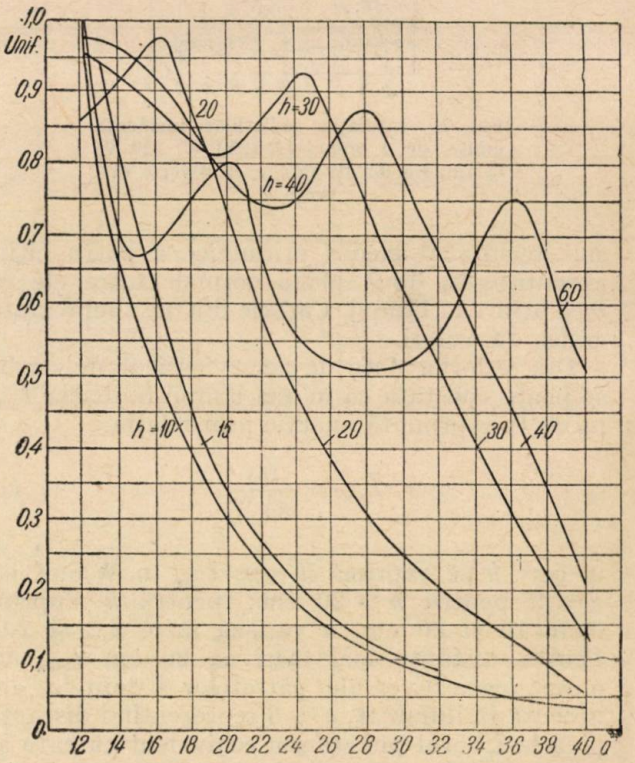


Fig. 10. Variaţia uniformităţii iradierii funcţie de d pentru cîteva distanţe h.

echilaterale) uniformitatea se determină trasînd curbe de felul celor din fig. 9 şi 10 pentru diferite secţiuni prin panoul de lămpi.

5. *Factorul de utilizare.* Pentru a obţine aceeaşi uniformitate pe întreaga suprafaţă a materialului — în cazul încălzirii cu lămpi aşezate în

panouri — acesta se aşază cu marginile în dreptul rîndului al doilea de lămpi, respectiv panoul de lămpi se dimensionează astfel încît pe toate marginile materialului panoul să cuprindă un şir de lămpi care acţionează „în gol". Acest şir serveşte pentru asigurarea uniformităţii de iradiere pînă la marginea materialului.

Raportul dintre numărul lămpilor utile (n_u) (a căror radiaţie se foloseşte direct) şi cel total al lămpilor (n_t) formează factorul de utilizare (f_u) al lămpilor în instalaţia respectivă. Acest factor se poate exprima prin :

$$f_u = \frac{n_u}{n_t} = 1 - k \cdot \frac{\sqrt{n_t} - 1}{n_t} \qquad (5)$$

în care $k = 4$ în cazul aşezării lămpilor în colţurile unor patrate şi $k = 3{,}75$ în cazul aşezării lor în culturile unor triunghiuri echilaterale.

Expresia (5) arată că factorul de utilizare este cu atît mai ridicat cu cît instalaţia conţine un număr mai mare de lămpi.

Concluzie. Pentru caracterizarea generală a unei instalaţii de uscare sau încălzire cu lămpi *IR* este necesar să se indice : puterea consumată, distribuţia spectrală, iradiaţia, uniformitatea iradierii şi factorul de utilizare. Acestea determină instalaţia propriu-zisă. Imbinînd aceste elemente cu cele proprii materialului de tratat în instalaţie se pot determina : temperatura la care ajunge materialul şi timpul după care ajunge la această temperatură ; pornind de la variaţia dorită a temperaturii se pot determina pentru materialul în cauză caracteristicele instalaţiei cu care să se poată realiza această variaţie.

★

О ХАРАКТЕРИСТИКЕ ЛАМПОВЫХ УСТАНОВОК ДЛЯ ИНФРАКРАСНОГО ОБЛУЧЕНИЯ

Резюме

Предлагается система общей характеристики ламповых установок для инфракрасного облучения. В связи с изложением характеристик и обоснованием их необходимости, дается оригинальное аналитическое выражение излучения инфракрасных ламп и коэффициента использования а так же и система определения однородности излучения.

1444 Ehm 6/56
LEFORDITVA

Procedee algebrice pentru obţinerea schemelor cu relee

Ing. Gh. IOANIN

621.392.6 + 621.318.5 ;512.8

Se face expunerea generală a rezultatelor obţinute pînă în prezent prin aplicarea algebrei booleene la calculul circuitelor cu relee şi contacte. Se arată apoi sarcinile de viitor ce aşteaptă a fi rezolvate.

Avînd în vedere rezultatele încurajatoare obţinute în urma studiului iniţiat de tov. Acad. Moisil Gr., am socotit că este timpul de a expune cîteva din rezultatele teoretice şi practice obţinute pînă în prezent. In cele ce urmează, prezenta lucrare ţine seama de partea introductivă precum şi de notaţiile folosite de tov. ing. Stoleru B. în articolul publicat în nr. 4 din 1953 al revistei „Electrotehnica", în scopul de a da posibilitate cititorului de a avea o privire mai unitară asupra ansamblului şi totodată de a evita repetări inutile.

De asemenea nu vom insista asupra demonstraţiilor teoretice decît în caz de absolută necesitate, mulţumindu-ne în cele mai multe cazuri de a da numai referinţele necesare.

Inainte de a intra în miezul problemei, vom expune cîteva noţiuni noi introductive necesare atît unei înţelegeri mai uşoare cît şi pentru a avea justificările necesare expunerii.

O primă noţiune este aceea de *componentă de n variabilă a lui unu.*

Să considerăm contactele a două relee A şi B şi anume :

$$a\,;\ \bar{a}\,;\ b\,;\ \bar{b}.$$

Să considerăm pe de altă parte toate combinaţiile distincte ale acestor variabile luate cîte două şi anume *) :

$$a\,b\,;\quad a\bar{b}\,;\quad \bar{a}\,b\,;\quad \bar{a}\,\bar{b}.$$

*) Celelalte combinaţii precum $a\,\bar{a}$ şi $b\,\bar{b}$ sînt egale cu zero.

Numim prin definiţie aceşti patru factori drept componente de două variabile ale lui unu. Numărul este în acest caz egal cu patru, adică 2^2.

In cazul a trei variabile A, B şi C combinaţiile distincte luate cîte trei sînt :

$$a\,b\,c\,;\ a\,b\,\bar{c}\,;\ a\,\bar{b}\,c\,;\ a\,\bar{b}\,\bar{c}\,;\ \bar{a}\,b\,c\,;\ \bar{a}\,b\,\bar{c}\,;\ \bar{a}\,\bar{b}\,c\,;\ \bar{a}\,\bar{b}\,\bar{c}\,;$$

ne dau componentele de 3 variabile ale lui unu şi sînt în număr de opt, adică de 2^3.

In mod similar se definesc componentele de n variabile ai lui unu care sînt în număr de 2^n.

Suma tuturor componentelor ne dă :

$$ab + a\bar{b} + \bar{a}b + \bar{a}\bar{b} = a\,(b + \bar{b}) + \bar{a}(b + \bar{b}) = a + \bar{a} = 1$$

sau

$$abc + ab\bar{c} + a\bar{b}c + a\bar{b}\bar{c} + \bar{a}bc + \bar{a}b\bar{c} + \bar{a}\bar{b}c + \bar{a}\bar{b}\bar{c} =$$

$$= c(ab + a\bar{b} + \bar{a}b + \bar{a}\bar{b}) + \bar{c}(ab + a\bar{b} + \bar{a}b + \bar{a}\bar{b}) = c + \bar{c} = 1$$

ceea ce justifică denumirea de componente ale lui unu.

Prima proprietate importantă a componentelor de n variabile ale lui unu este aceea că cu ajutorul lor, grupîndu-i convenabil se poate forma orice circuit imaginabil în care ar intra cele n variabile în total sau în parte.

Să exemplificăm acest lucru în cazul a două variabile. Circuitele posibile sînt:

(a)
$$a = ab + a\bar{b} \qquad b = ab + \bar{a}b \qquad a + b = ab + \bar{a}b + a\bar{b}$$
$$\bar{a} = \bar{a}b + \bar{a}\bar{b} \qquad \bar{b} = a\bar{b} + \bar{a}\bar{b} \qquad \bar{a} + \bar{b} = a\bar{b} + \bar{a}\bar{b} + \bar{a}b$$
$$ab = ab \qquad a\bar{b} = a\bar{b} \qquad a + \bar{b} = ab + a\bar{b} + \bar{a}\bar{b}$$
$$\bar{a}b = \bar{a}b \qquad \bar{a}\bar{b} = \bar{a}\bar{b} \qquad \bar{a} + b = ab + \bar{a}\bar{b} + \bar{a}b$$
$$ab + \bar{a}\bar{b} = ab + \bar{a}\bar{b} \qquad a\bar{b} + \bar{a}b = a\bar{b} + \bar{a}b$$

După cum se vede, toate circuitele posibile indicate în partea stîngă a egalităţilor sînt exprimate în funcţie de componentele de două variabile ale lui unu din partea dreaptă a egalităţilor.

Orice alt circuit care ar cuprinde mai multe contacte se poate reduce la una din formele de mai sus în baza legilor cunoscute de factorizare, de absorbţie sau de idempotenţă.

1. Metode

Dacă afectăm fiecărei componente de n variabile un coeficient λ_i unde $i = 1, 2 \ldots 2^n$, unde λ poate lua numai una din valorile zero sau unu şi le adunăm obţinem expresia:

(b)
$$F = \lambda_1 x_1 x_2 \ldots x_n + \lambda_2 \bar{x}_1 x_2 \ldots x_n + \ldots + \lambda_{2^n} \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \ldots \bar{x}_n$$

care poate defini toate stările posibile de evoluţie ale uneia dintre variabilele X_1, X_2, ... X_n ce poate apare într-o schemă.

Într-adevăr, un releu oarecare X_j poate în cursul evoluţiei sale să aibă numai una din cele două stări posibile şi anume aceia de a fi sau a nu fi acţionat. Trecerea de la o stare la starea contrară se efectuează într-un interval de timp pe care îl vom denumi pe scurt *timp*. Pe de altă parte în intervalul dintre schimbările de stare ale aceluiaşi releu pot avea loc schimbări de stare ale altor relee sau butoane. Ansamblul tuturor schimbărilor de stare constituie o evoluţie a unei scheme. Mai zicem că o atare schemă evoluează în mai mulţi timpi.

Orice schemă este, cu alte cuvinte, complet determinată dacă ne sînt cunoscute toate schimbările de stare ce au loc în timpul evoluţiei schemei, precum şi ordinea lor de succesiune. Această nouă noţiune de succesiune are o foarte mare importanţă deoarece fără ea orice definire a evoluţiei unei scheme este imposibilă.

Evoluţia oricărei scheme începe cu o stare iniţială care este cea de repaus, cînd nici una dintre variabile nu este acţionată. În momentul conectării unei scheme la reţea se pot întîmpla două lucruri:

1. Nu se schimbă nimic în starea oricăreia dintre variabile, deci schema rămîne mai departe în repaus.

2. Una sau mai multe variabile îşi schimbă starea după o lege anumită stabilizîndu-se după un interval de timp oarecare, de la care evoluţia propriu-zisă a schemei poate începe.

Inceputul oricărei evoluţii este determinat de un impuls, care, în general, este generat de schimbarea de stare a unui buton.

In urma acestui impuls schema evoluează fie după o lege periodică, în care caz ea nu poate fi oprită decît în urma schimbării de stare a aceluiaşi sau a altui buton, fie către o nouă stare stabilă, cînd schimbarea de stare a unui buton permite evoluţia mai departe a schemei.

Să considerăm acum în particular releul X_j. Acesta este alimentat de la sursa de curent printr-o serie de circuite care conţin atît contactul propriu x_j cît şi contactele celorlalte relee ce intră în compunerea schemei.

Să presupunem că formăm aceste circuite în felul următor:

— In fiecare circuit să intre cîte un contact oarecare al fiecărui element invariabil (buton şi releu). Un astfel de circuit este tocmai reprezentarea fizică a uneia din componentele de n variabile ale lui unu.

Din toate circuitele reprezentative ale componentelor lui unu păstrăm numai pe acelea care asigură funcţionarea corectă a releului X_j.

Se pune însă în mod natural întrebarea: Cum putem determina fără echivoc circuitele necesare?

Soluţia algebrică este conţinută în metoda de recurenţă imaginată de tov. Acad. Moisil Gr. [1] a cărei interpretare fizică este următoarea:

Fie X_i elementul variabil a cărui schimbare de stare precedă acţionarea releului X_j. Fiindcă în momentul următor releul X_j trebuie să se acţioneze, trebuie ca cel puţin unul din circuitele de acţionare ale releului X_j să îa valoarea unu — adică să devină conductiv în urma schimbării de stare a releului X_i. Acest circuit este dat de componenta lui unu de forma:

$$\bar{x}_1 \bar{x}_2 \ldots \bar{x}_p \ldots \bar{x}_{i-1} x_i \bar{x}_{i+1} \ldots \bar{x}_j \ldots x_q \ldots \bar{x}_n \qquad (1)$$

unde toate variabilele acţionate anterior acţionării lui x_i nu primesc bară.

In momentul următor se acţionează releul X_j. Cum releul X_j îşi schimbă starea, urmează ca în expresia (1) $\bar{x}_j$ şi prin urmare toată expresia (1) ia valoarea zero. Pentru ca releul X_j să se menţină totuşi acţionat este necesar un nou circuit care montat în paralel cu primul să asigure alimentarea mai departe a releului X_j. Acest circuit este identic cu cel arătat în expresia (1) cu singura deosebire că în loc de $\bar{x}_j$ vom avea x_j.

Să presupunem că în timpul următor are loc schimbarea de stare a variabilei X_p.

Printr-un raţionament analog putem arăta că circuitele precedente iau valoarea zero şi că pentru menţinerea mai departe a releului X_j trebuie introdus un al treilea circuit care diferă de cel de al doilea prin faptul că în loc de $\bar{x}_p$ vom avea x_p.

Se poate uşor remarca că fiecare din aceste circuite este reprezentarea fizică a cîte unei componente a lui unu.

Repetăm acest procedeu pînă ajungem în momentul cînd variabila X_r care precede dezacţionarea releului X_j suferă o schimbare de stare. Cum în momentul următor releul X_j trebuie să se dezacţioneze şi cum schimbarea de stare a variabilei X_r anulează conductibilitatea tuturor circuitelor precedente, rezultă că dacă ne oprim la circuitele anexate pînă la schimbarea de stare a variabilei X_r, am asigurat funcţionarea justă a releului X_j.

Cum exprimăm aceste operaţii sub forma matematică?

Exprimarea şi deci găsirea rezultatului se face foarte simplu şi anume:

— „Scriind că starea releului X_j depinde de starea anterioară a circuitelor conexacte", adică

$$F_{X_{j_{N+1}}} = \sum_{i=1}^{2^n} \lambda_i \, x_{1,N} \, x_{2,N} \ldots x_{n,N}. \qquad (2)$$

Pentru ca releul X_j să fie acţionat la un moment $N + 1$ trebuie ca circuitul său de alimentare constituit cu elemente aparţinînd momentului N să ia valoarea unu. Revine a stabili din condiţiile de funcţionare ale schemei care coeficienţi λ_i iau valoarea zero şi care unu.

Să exemplificăm metoda printr-un mic exerciţiu, acel al releului de blocaj.

Exemplul 1. Să se determine o schemă compusă din un releu X şi două butoane A şi B, care să funcţioneze în condiţiile următoare:

— Se acţionează butonul A.
— Se anclanşază releul X.
— Se dezacţionează butonul A.
— Releul X rămîne anclanşat.
— Se acţionează butonul B.
— Se dezanclanşază releul X.
— Se dezacţionează butonul B.
— Releul X rămîne dezacţionat.

Să scriem funcţia de recurenţă cu cele trei variabile, pentru releul X

$$F_{X_{N+1}} = \lambda_1 a_N b_N x_N + \lambda_2 a_N b_N \bar{x}_N + \lambda_3 a_N \bar{b}_N x_N +$$
$$+ \lambda_4 a_N \bar{b}_N \bar{x}_N + \lambda_5 \bar{a}_N b_N x_N + \lambda_6 \bar{a}_N b_N \bar{x}_N + \lambda_7 \bar{a}_N \bar{b}_N x_N +$$
$$+ \lambda_8 \bar{a}_N \bar{b}_N \bar{x}_N \qquad (2')$$

Vom determina acum pe rînd parametrii λ_i din condiţiile impuse schemei începînd cu cele de repaus cînd avem:

$$a_0 = 0 \qquad b_0 = 0 \qquad x_0 = 0 \qquad F_X = 0$$

Inlocuind aceste valori în expresia (2′) obţinem

$$\lambda_8 = 0$$

— Acţionăm butonul A. Fiindcă în momentul următor releul X se va atrage vom avea $F_X = 1$.

Deci cu

$$a_1 = 1 \quad b_1 = 0 \quad X_1 = 0 \quad F_{X_2} = 1$$

obţinem

$$\lambda_4 = 1$$

— Butonul A rămînînd mai departe acţionat releul X se anclanşază, deci pentru

$$a_2 = 1 \quad b_2 = 0 \quad x_2 = 1 \quad F_{X_3} = 1$$

obţinem

$$\lambda_3 = 1$$

— Dezacţionînd butonul A releul X rămîne anclanşat, deci pentru

$$a_3 = 0 \quad b_3 = 0 \quad x_3 = 1 \quad F_{X_4} = 1$$

obţinem

$$\lambda_7 = 1$$

— Acţionăm butonul B releul X *urmează* să se declanşeze, deci pentru

$$a_4 = 0 \quad b_4 = 1 \quad x_4 = 1 \quad F_{X_5} = 0$$

obţinem

$$\lambda_5 = 0$$

— Butonul B rămînînd acţionat releul X se desanclasază deci pentru

$$a_5 = 0 \quad b_5 = 1 \quad X_5 = 0 \quad F_{X_6} = 0$$

obţinem

$$\lambda_6 = 0$$

— Dezacţionînd butonul B, releul X rămîne desanclanşat deci pentru

$$a_6 = 0 \quad b_6 = 0 \quad x_0 = 0 \quad F_{X_7} = 0$$

obţinem

$$\lambda_8 = 0$$

adică condiţia de repaus.

Expresia (2′) ia deci valoarea

$$F_{X_{N+1}} = a_N \bar{b}_N x_N + a_N \bar{b}_N \bar{x}_N + \bar{a}_N \bar{b}_N x_N + \lambda_2 a_N b_N x_N + \\ + \lambda_2 a_N b_N \bar{x}_N. \qquad (3)$$

Acum ne putem dispensa de indicii N care au servit numai pentru urmărirea succesiunii timpilor de funcţionare, putînd scrie funcţia de lucru a releului sub forma

$$F_X = a\bar{b}x + ab\bar{x} + \bar{a}bx + \lambda_1 abx + \lambda_2 a\bar{b}\bar{x} = \\ = \bar{b}(a + x) + \lambda_1 abx + \lambda_2 ab\bar{x}. \qquad (c)$$

Intrucît numărul de condiţii impuse schemei este inferior numărului parametrilor λ_i — 6 faţă de 8 — au rămas doi parametri nedeterminaţi, cărora le putem da oricare din valorile zero sau unu fără ca funcţionarea schemei să se schimbe. Obţinem astfel patru scheme diferite, care toate îndeplinesc funcţiunea releului de blocaj, după valorile particulare ale lui λ_1 şi λ_2.

Aceste scheme sînt :

cu $\lambda_1 = \lambda_2 = 0$ (fig. 1) cu $\lambda_1 = \lambda_2 = 1$ (fig. 2)

cu $\lambda_1 = 0$ $\lambda_2 = 1$ (fig. 3) cu $\lambda_1 = 1$ $\lambda_2 = 0$ (fig. 4)

Dintre aceste scheme numai primele două scheme prezintă interes întrucît conţin numărul minim de contacte — egal cu trei în exemplul ales.

Rezultă, în primă concluzie, că metoda algebrică ne poate conduce printr-o judicioasă alegere a parametrilor nedeterminaţi la schemele serie paralel — sau montaje în Π — cu minimum de elemente. Asupra acestei chestiuni vom reveni însă mai tîrziu.

Metoda astfel cum a fost expusă este cea mai generală cunoscută pînă în prezent. Pentru scopuri practice putem

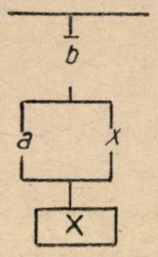


Fig. 1

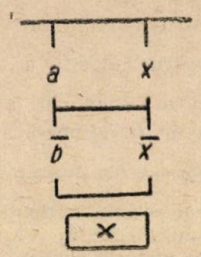


Fig. 2

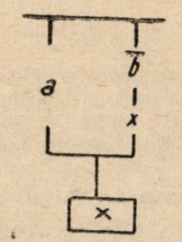


Fig. 3

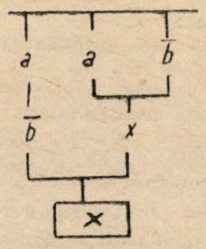


Fig. 4

deriva două metode particulare care aduc uneori anumite uşurări în găsirea schemelor. Prima metodă constă în aceea că considerăm de la început toţi parametrii nedeterminaţi egali cu zero. In acest caz putem exprima condiţiile de funcţionare ale schemei sub formă de tabelă, pe care o vom denumi tabela de funcţionare.

In cazul exemplului ales tabela are aspectul următor

0	1	2	3	4	5	6
$\bar{a}$	a		$\bar{a}$			
$\bar{b}$				b		$\bar{b}$
$\bar{x}$		x			$\bar{x}$	

Fig. 5

După cum se vede tabela se formează astfel :

Pe orizontală se trec timpii de evoluţie ai schemei iar pe verticală însăşi evoluţia schemei şi anume : notînd cu bară starea de neacţionare a elementului variabil şi fără bară starea de acţionare. Această convenţie care este exact contrară regulelor admise, este utilizată numai pentru formarea tabelei.

Am scris, aşa dar, în coloana timpului zero, starea de repaus a tuturor elementelor variabile, adică $\bar{a}$, $\bar{b}$ şi $\bar{x}$. In coloana 1 vom scrie pe şirul respectiv, faptul că am acţionat butonul A, adică a, în coloana 2 faptul că releul X s-a acţionat, adică x, în coloana 3 faptul că am dezacţionat butonul A, adică $\bar{a}$, în coloana 4 faptul că am acţionat butonul B, adică b, în coloana 5 faptul că releul X se dezacţionează adică $\bar{x}$ şi în sfîrşit în coloana 6 faptul că am dezacţionat butonul B, adică $\bar{b}$.

O dată tabela scrisă ecuaţia de funcţionare a releului X se scrie uşor, scriind literile din fiecare coloană sub formă de produs, iar acolo unde lipsesc primul semn ce apare pe rîndul respectiv la stînga coloanei considerate. Se vor însuma apoi toate coloanele începînd cu prima coloană care precede coloana în care este indicată intrarea în funcţiune a releului X şi terminînd cu antepenultima coloană care precede coloana în care este indicată dezacţionarea releului X.

În cazul exemplului nostru coloanele ce trebuie a fi însumate sînt cele care au numărul de ordine 1, 2 și 3, iar termenii respectivi sînt:

$\bar{a}\bar{b}x$ pentru coloana nr. 1

$a\bar{b}x$ pentru coloana nr. 2 și

$\bar{a}bx$ pentru coloana nr. 3.

Ecuația de funcționare a releului X este deci

$$F_X = a\bar{b}x + a\bar{b}x + \bar{a}\bar{b}x = \bar{b}(a + x)$$

adică tocmai relația obținută direct prin metoda algebrică și unde s-au făcutt $\lambda_1 = \lambda_2 = 0$.

O a doua metodă particulară rezultă dintr-o alegere particulară a parametrilor λ_i și anume dînd valoare unu tuturor parametrilor variabili care conțin pe x și anulînd toți cei care conțin pe $\bar{x}$.

Pentru aceasta formăm tabela de funcționare tot după regulile expuse mai sus.

Pentru a scrie ecuația de funcționare a releului X utilizăm de data aceasta numai două coloane și anume pe aceea în care ne este arătată acționarea releului X adică coloana nr. 2 și pe aceea în care ne este arătată dezacționarea releului X adică coloana nr. 5.

Termenul corespunzător coloanei nr. 2 este $\bar{a}bx$, unde suprimînd apoi contactul releului considerat ne rămîne $\bar{a}b$, iar termenul corespunzător coloanei nr. 5 este

$$\bar{a}\,\bar{b}\,x$$

pe care îl scriem sub forma

$$\bar{x}(a\bar{b})$$

adică punem în evidență contactul releului considerat, în cazul în speță al releului X. Barînd separat cei doi termeni rezultați expresia dedusă din coloana nr. 5 devine

$$\bar{x}\overline{(\bar{a}\,b)} \quad \text{adică} \quad x\overline{(\bar{a}\cdot b)} = x(a+\bar{b}).$$

Ecuația de funcționare a releului X se scrie acum în această metodă sub forma

$$F_X = \bar{a}b + x\overline{(\bar{a}b)} = \bar{a}b + x(a + \bar{b})$$

care corespunde tocmai cazului în care am făcut $\lambda_1 = 1$ și $\lambda_2 = 0$.

Schemele obținute pot fi de la caz la caz mai simple printr-o metodă sau prin cealaltă.

Să aplicăm aceste două metode asupra următorului exercițiu:

Să se realizeze o schemă conținînd două butoane A și B și două relee X și Y care să satisfacă următorul program.

— Plecînd din repaus se acționează butonul A
— Urmează acționarea releului X
— Se acționează butonul B
— Urmează acționarea releului Y
— Se dezacționează butonul A
— Urmează dezacționarea releului Y
— Se dezacționează butonul B
— Urmează dezacționarea releului X

Tabela de funcționare corespunzătoare se scrie imediat și are forma:

0	1	2	3	4	5	6	7	8
$\bar{a}$	a				$\bar{a}$			
$\bar{b}$			b				$\bar{b}$	
$\bar{x}$		x						$\bar{x}$
$\bar{y}$				y		$\bar{y}$		

Fig. 6.

Aplicarea primei metode particulare ne dă pentru ecuațiile de funcționare expresiile

$$Fx = ab\bar{x}\bar{y} + a\bar{b}x\bar{y} + ab\,x\bar{y} + ab\,xy + \bar{a}b\,xy + \bar{a}bx\bar{y} =$$
$$= a\bar{b}\bar{y} + abx + \bar{a}b\,x = a\bar{b}\bar{y} + bx \quad (d)$$

$$Fy = abx\bar{y} + abxy = abx$$

Corespunzînd schema din fig. 7.

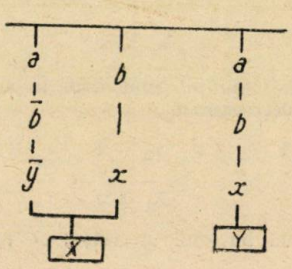


Fig. 7

Aplicarea celei de a doua metode particulare ne dă pentru ecuațiile de funcționare, expresiile:

$$Fx = a\bar{b}\bar{y} + x\overline{(\bar{a}\,\bar{b}\,\bar{y})} = \bar{a}\,b\,\bar{y} + x(a + b + y)$$
$$Fy = abx + y\,\overline{(abx)} = abx + y(a + \bar{b} + \bar{x}) \quad (e)$$

corespunzînd schema din fig. 8.

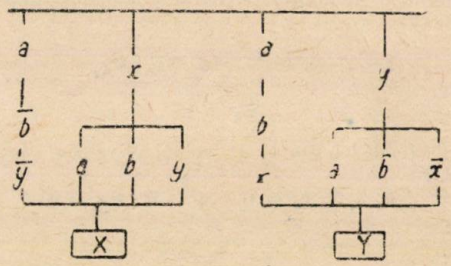


Fig. 8

Aplicarea directă a metodei algebrice ne furnizează ecuațiile de funcționare

$$Fx = ab\bar{x}\bar{y} + \bar{a}b\bar{x}\bar{y} + abx\bar{y} + abxy + \bar{a}bxy + \bar{a}bx\bar{y} +$$
$$+ \lambda_3 ab\bar{x}y + \lambda_4 ab\bar{x}\bar{y} + \lambda_5 a\bar{b}xy + \lambda_7 a\bar{b}x\bar{y} + \lambda_{11}\bar{a}\bar{b}xy +$$
$$+ \lambda_{12}\bar{a}\bar{b}\bar{x}\bar{y} + \lambda_{13}\bar{a}\bar{b}\,x\,y + \lambda_{15}\bar{a}\bar{b}\bar{x}y$$

$$Fy = abx\bar{y} + abxy + \mu_3 ab\bar{x}y + \mu_4 ab\bar{x}\bar{y} + \mu_5 a\bar{b}xy +$$
$$+ \mu_7 a\bar{b}x\bar{y} + \mu_{11}\bar{a}\bar{b}xy + \mu_{12}\bar{a}\bar{b}\bar{x}\bar{y} + \mu_{13}\bar{a}\bar{b}xy + \mu_{15}\bar{a}\bar{b}\bar{x}y \quad (f)$$

Făcînd

$$\lambda_3 = \lambda_4 = \lambda_5 = \lambda_7 = \lambda_{11} = \lambda_{12} = 1\ \lambda_{13} = \lambda_{15} = 0 \quad (g)$$

și

$$\mu_3 = \mu_4 = 1\ \mu_5 = \mu_7 = \mu_{11} = \mu_{12} = \mu_{13} = \mu_{15} = 0 \quad (h)$$

obținem

$$Fx = a + b \qquad Fy = ab$$

ceea ce corespunde schemei din fig. 9.

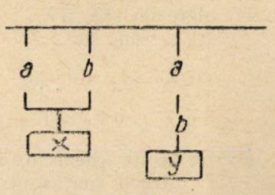


Fig. 9

II. Simplificarea schemelor

După cum am văzut, oricare ar fi metoda întrebuințată ecuația de funcționare a releului respectiv nu este furnizată sub așa numita formă normală, adică este compusă din componente de n variabile ale lui unu. Pentru a obține scheme mai simple sîntem conduși în primul rînd a utiliza regulile de calcul specifice și anume darea de factori comuni, regulile

de absorbție și cele de idempotență, așa cum am procedat în cazul exercițiilor de mai sus. Evident acest lucru îl putem aplica atîta vreme cît parametrilor nedeterminați li s-au atribuit valorile presupuse că duc la schema cea mai simplă, precum și în cazul metodelor particulare de rezolvare a schemelor unde valorile parametrilor nedeterminați sînt fixate prin însăși metoda aleasă.

In multe cazuri o simplificare mai mare poate fi obținută în baza regulilor de incluziune și excluziune, respectiv $u < v$ și $u \neq v$.

Aceste reguli se enunță astfel:

1. Dacă o variabilă u are întotdeauna timpul său de funcționare cuprins în timpul de funcționare ale altei variabile v, atunci putem scrie întotdeauna relațiile

(i)
$$\bar{u} + v = 1 \qquad \bar{u} + \bar{v} = \bar{u} \qquad u + v = v$$
$$u\,\bar{v} = 0 \qquad u\,v = u \qquad \bar{u}\,\bar{v} = \bar{v}$$

2. Dacă o variabilă u are întotdeauna timpul său de funcționare cuprins în timpul de nefuncționare al altei variabile v, atunci putem scrie întotdeauna relațiile

(j)
$$\bar{u} + \bar{v} = 1 \qquad u + \bar{v} = \bar{v} \qquad \bar{u} + v = \bar{u}$$
$$u\,v = 0 \qquad \bar{u}\,v = v \qquad u\,\bar{v} = u$$

In cazul exercițiului nr. 2 avem relațiile de incluziune $y < x$; $y < b$ și $b < x$.

Putem deci scrie în cazul primei metode

(k)
$$Fx = a\bar{b}\bar{y} + bx = a\bar{b}\bar{y} + b = b + ay \qquad bx = b$$
$$Fy = ab$$

In cazul celei de a doua metode putem de asemenea scrie

(l)
$$Fx = a\bar{b}\bar{y} + ax + bx + xy = a\bar{b}\bar{y} + ax + b + y = \qquad yx = y$$
$$= a\bar{b}\bar{y} + ax + b \qquad y + b = b$$
$$= a\bar{y} + ax + b = a(x + \bar{y}) + b = a + b \qquad \bar{y} + x = 1$$
$$Fy = abx + ay + y(\bar{b} + \bar{x}) = ab + ay + y\bar{b} \qquad \bar{b} + \bar{x} = \bar{b}$$
$$= a(b + y) = ab \qquad y\bar{b} = 0$$

Deși aplicarea acestor două reguli simple aduc în majoritatea cazurilor simplificări importante totuși nu putem spune că am obținut minimul de contacte posibile decît în rare cazuri.

De aceea minimul de contacte îl obținem numai prin alegerea judicioasă a valorilor parametrilor nedeterminați astfel cum s-a văzut din exemplele citate mai sus.

Cum se poate face această alegere a valorilor parametrilor nedeterminați este o chestiune care nu este încă elucidată din punct de vedere teoretic. Totuși cîteva reguli practice se relevă a fi promițătoare în acest domeniu.

O primă regulă practică mai ușor de aplicat dar nu complet generală în toate cazurile este următoarea:

Se scriu toate componentele lui unu în ordinea lor normală. In cazul exercițiului nr. 2 avem:

(m)

X	$a\,b\,x\,y$		X	$\bar{a}\,b\,x\,y$
X	$a\,b\,x\,\bar{y}$		X	$\bar{a}\,b\,x\,\bar{y}$
	$a\,b\,\bar{x}\,y$			$\bar{a}\,b\,\bar{x}\,y$
	$a\,b\,\bar{x}\,\bar{y}$			$\bar{a}\,b\,\bar{x}\,\bar{y}$
	$a\,\bar{b}\,x\,y$			$\bar{a}\,\bar{b}\,x\,y$
X	$a\,\bar{b}\,x\,\bar{y}$		–	$\bar{a}\,\bar{b}\,x\,\bar{y}$
	$a\,\bar{b}\,\bar{x}\,y$			$\bar{a}\,\bar{b}\,\bar{x}\,y$
X	$a\,\bar{b}\,\bar{x}\,\bar{y}$		–	$\bar{a}\,\bar{b}\,\bar{x}\,\bar{y}$

Bifăm cu un semn oarecare, să zicem X, acei termeni a căror parametri primesc valoarea 1 prin condițiile impuse schemei și prin — cei care au primit valoarea zero. In cazul lui F_X acest lucru se vede exemplificat pe tabelă. Toți ceilalți termeni reprezintă evident termeni cu parametri nedeterminați.

In primul rînd să observăm că suma termenilor 1 și 2 sau 3 și 4 sau 1 și 3 etc. elimină întotdeauna o variabilă întrucît dînd în factor variabilele comune, ne rămîne în paranteză componentele de o variabilă ale lui unu. De asemenea suma termenilor 1, 2, 3, 4 sau 1, 2, 5, 6 sau 1, 3, 5, 7 etc. elimină întotdeauna două variabile, întrucît dînd în factor variabilele comune, ne rămîn în paranteză componentele de două variabile ale lui unu.

Pentru a elimina cît mai multe variabile sîntem deci conduși a forma grupe care să conțină componentele de ordin cît mai mare ale lui unu și acest lucru este posibil ori de cîte ori gruparea respectivă nu conține un termen interzis, adică din cei care au primit valoarea zero. Astfel în cazul tabelei noastre suma termenilor 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 este posibilă întrucît nu conține nici un termen bifat cu —, ceea ce ne permite să eliminăm variabilele b, x, y. Ne rămîne deci din tot ansamblul numai variabila a.

Cu această operație am eliminat din calcul numai o parte din termenii bifați cu X.

Pentru ca să eliminăm din calcul și restul de termeni bifați cu X avem două posibilități:

Prima este de a grupa termenii 9, 10, 11, 12, ceea ce ne dă $\bar{a}\,b$. Deci

$$Fx = a + \bar{a}\,b = a + b\,.$$

A doua posibilitate este de a face gruparea mai largă 1, 2, 3, 4, 9, 10, 11, 12, care ne dă b, deci

$$Fx = a + b.$$

Faptul că unii termeni din tabelă au fost luați atît în gruparea care ne-a dat pe a cît și în gruparea care ne-a dat pe b nu are, conform regulii de idempotență, nici o importanță.

Cum prin aceste grupări am consumat toți termenii bifați cu X sîntem siguri că am obținut cea mai simplă expresie posibilă pentru F_X.

In cazurile cînd avem de lucrat cu mai multe variabile se poate întîmpla ca să nu putem găsi ușor grupările cele mai largi posibile și deci să nu ajungem la minimul de elemente. In acest caz putem întrebuința următoarea metodă, care deși este mai laborioasă, conduce la rezultate sigure.

Pentru aceasta este suficient să formăm două tabele, una a termenilor obligatorii, adică a celor bifați cu X și cealaltă a termenilor interzișI, adică a celor bifați cu —.

In cazul aceluiași exemplu avem:

(n)

1)	$a\,b\,x\,y$	I)	$\bar{a}\,\bar{b}\,x\,\bar{y}$
2)	$a\,b\,x\,\bar{y}$	II)	$\bar{a}\,\bar{b}\,\bar{x}\,\bar{y}$
3)	$a\,\bar{b}\,x\,\bar{y}$		
4)	$a\,\bar{b}\,\bar{x}\,\bar{y}$		
5)	$\bar{a}\,b\,x\,y$		
6)	$\bar{a}\,b\,x\,\bar{y}$		

Să formăm acum combinațiile de o variabilă:

$$a,\ b,\ x,\ y,$$
$$\bar{a},\ \bar{b},\ \bar{x},\ \bar{y}$$

Variabila a o găsim printre termenii obligatorii dar nu printre cei interzișI. O lăsăm deci netăiată.

Aceeași observație pentru variabila b. Variabila x o găsim și printre termenii obligatorii și printre cei interzișI, deci o tăiem. Procedînd identic cu toate variabilele ne rămîn netăiate variabilele

$$a,\ b \text{ și } y$$

Variabila a o găsim în tabela termenilor obligatorii, în factorii 1, 2, 3 și 4. Ne mai rămîn factorii 5 și 6 care amîndoi conțin pe b. Deci.

$$F_X = a + b\,.$$

Revine deci în a căuta să consumăm întreaga tabelă a termenilor obligatorii cu cît mai puține dintre elementele rămase netăiate.

Dacă se întîmplă ca tabela să nu fie consumată cu factorii de o variabilă obținuți sau să nu obținem factori de o variabilă netăiați, vom repeta operația cu combinațiile de două variabile etc. pînă ce consumăm toată tabela.

Ajungem astfel la minimul de elemente pentru schemele în care elementele sînt numai în serie și paralel.

In cazul cînd avem de-a face cu un număr mai mare de variabile, putem să mai coborîm acest minim trecînd la așazisele legături în derivații sau în punte [5]. Tratarea acestei probleme în prezenta lucrare nu o putem face întrucît necesită o introducere asupra matricelor într-o algebră booleană, ceea ce va constitui fondul unui articol viitor.

III. Butoni și contacte *n*-poziționali

Pentru a putea cuprinde un cîmp cît mai vast din tehnica contactelor s-a extins studiul algebrei booleene și asupra contactelor și butonilor *n*-poziționali, înțelegîndu-se prin aceștia din urmă acei butoni sau contacte care constructiv se prezintă sub forma comutatorilor cu *n* poziții distincte.

S-a putut demonstra în speță [3] că studiul butonilor și contactelor *n*-poziționali se poate reduce — prin aplicarea teoriei schemelor simetrice — la studiul a *n*-1 butoni sau contacte de succesiune.

Se înțelege prin buton sau contact de succesiune acel buton sau contact care constructiv se prezintă sub forma din fig. 10.

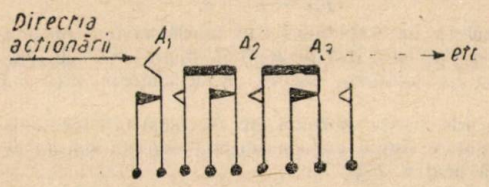


Fig. 10

Legătura între butonul *n*-pozițional C cu pozițiile definite prin C_1, $C_2 \ldots C_n$ și butonul A cu contactele $A_1, A_2 \ldots A_{n-1}$ se lasă ușor exprimată prin relațiile

$$\left.\begin{aligned} C_1 &= \bar{a}_1 \\ C_2 &= a_1 \bar{a}_2 \\ &\vdots \\ C_{n-1} &= a_{n-2} \bar{a}_{n-1} \\ C_n &= a_{n-1} \end{aligned}\right\} \quad (\alpha)$$

Două aspecte diferite decurg din dezvoltarea matematică a acestei analogii:

1. S-au putut încadra sub o formă logică și unitară anumite tipuri de contacte ca „face apoi desface", „desface apoi desface" etc. ,pe care le întîlnim în mod curent în practica telefoniei și a anumitor instalații de curenți slabi și care pînă în prezent au rămas înafara controlului teoretic.

2. S-a dat posibilitatea logică de utilizare a acestor contacte acolo unde contactele bipoziționale, considerate ca ideale în calculul algebric, nu puteau substitui întru totul contactele reale folosite în practică [2] [3].

Pentru înțelegerea completă a celor precizate sub punctul 2) sînt însă necesare oarecare lămuriri după cum urmează:

Se definește drept contact bipozițional ideal acel contact pentru care trecerea dintr-o poziție în cealalta se face într-un interval de timp $\Delta t = 0$. Pentru acest tip de contacte relațiile algebrei booleene

$$x + \bar{x} = 1 \text{ și } x\bar{x} = 0$$

sînt valabile, ca și întreg fundamentul teoretic dezvoltat pe baza acestor două relații.

Se constată în practica de sinteză a schemelor, că această limitare nu afectează în majoritatea cazurilor funcționarea corectă a schemelor, chiar dacă folosesc contacte reale, adică acelea pentru care intervalul de timp Δt necesar trecerii paletei dintr-o poziție în cealaltă nu mai este nul, ci finit.

In rare cazuri însă această deosebire se face simțită în sensul că funcționarea schemei eșuiază, fapt care nu poate fi ocolit decît prin trei metode:

1. Introducerea unui nou releu, ceea ce în general nu este de dorit.

2. Transformarea schemei, total sau parțial [6] din paralel în serie, ceea ce uneori implică introducerea în schemă a unei rezistențe pentru a se evita scurtcircuitarea sursei și

3. Utilizarea contactelor de succesiune, care constituie de multe ori o soluție logică și elegantă.

O dată cu încadrarea contactelor *n*-poziționale în teoria generală a contactelor a fost făcut posibil și studiul unui tip de releu special cunoscut sub denumirea de selector pas cu pas, marker etc.

IV. Tipuri speciale de relee

Deși orice funcție de contacte și relee imaginabile poate fi perfect realizabilă cu tipurile clasice de relee, necesități de ordin tehnico-economic au dus la realizarea de mecanisme speciale cu contacte, dintre care cele mai răspîndite sînt releele cu întîrziere magnetice sau mecanice, releele basculante cu înzăvorîre magnetică (polarizate) sau mecanică, selectoarele pas cu pas etc.

Incercările directe de studiu asupra lor n-au izbutit decît parțial și anume numai în domeniul analizei, prin aplicarea într-o formă mai generalizată a metodei de calcule a tov. acad. Gr. Moisil.

Greutatea rezidă în faptul că aceste tipuri de relee, nu se prezintă, la o analiză mai amănunțită a funcționării lor, ca elemente individuale, ci realizează sub o formă constructivă simplă, o schemă cu o complexitate oarecare de funcționare.

Spre exemplu un releu de întîrziere care realizează ν timpi de întîrziere fie la acționare fie la dezacționare, reprezintă de fapt realizarea sub o formă extrem de simplificată a unei scheme, care pentru a asigura exact aceeași funcțiune ar trebui să folosească $\nu + 1$ relee normale.

Recunoașterea acestui fapt important ne-a dus la o nouă metodă de studiu și sinteză [4] pentru tipurile speciale de relee pe care o denumim „metoda schemelor echivalente" prin care se dă posibilitatea de a se face analiza și sinteza schemelor prin metoda proprie releelor de tip clasic, pentru ca apoi această schemă să poată fi ușor transformată, dacă este cazul, într-o schemă care să cuprindă și tipurile de relee speciale specifice funcționării.

V. Incheiere și concluzii

Din cele expuse pînă în prezent putem deduce că s-au făcut importante progrese, unele dintre ele nefiind încă nici în literatura străină. Alte chestiuni sînt în prezent în studiu și își vor găsi soluționarea într-un viitor probabil destul de apropiat.

Intrucît avem în fața noastră un domeniu foarte vast, mai sînt multe probleme ce rămîn a fi studiate sau a căror soluționare pentru moment nici măcar nu se întrevede. Printre acestea putem cita două dintre cele mai importante și anume:

1. O metodă algebrică care să ne dea posibilitatea de a determina în mod univoc parametrii cu coeficienți nedeterminați pentru a obține minimum de contacte necesare funcționării unui releu sau a unei scheme.

2. O metodă algebrică pentru studiul și sinteza schemelor cu relee care funcționează pe baza de variații de intensitate a curentului.

Inafară de aceasta, eforturi însemnate se fac pentru a se găsi metode mai simple și mai eficace pentru sinteza schemelor cu un număr mare de butoni și relee, fie direct, adică pe cale algebrică, fie indirect, adică prin utilizarea mașinilor de calcul,

care după cum se ştie au luat o dezvoltare uriaşă, în multe domenii.

Bibliografie

[1] *Moisil Gr. C.*: Teoria algebrică a funcţiilor cu mai mulţi timpi a schemelor cu contacte şi relee (Studii şi Cercetări Matematice, sub tipar)
[2] *Moisil Gr. C* şi *Ioanin Gh.*: Scheme cu contacte reale (Buletinul ştiinţific al Academiei R.P.R., sub tipar)
[3] *Ioanin Gh.*: Asupra teoriei algebrice a contactelor multipoziţionale şi aplicaţiile ei la studiul contactelor reale (Buletinul ştiinţific al Academiei R.P.R.; sub tipar)
[4] *Ioanin Gh.*: Asupra utilizării schemelor echivalente (Comunicare prezentată Academiei R.P.R. pentru sesiunea ianuarie (1955)
[5] *Constantinescu P.*: Asupra simplificării schemelor prin introducerea circuitelor în punţi (Comunicare prezentată Academiei R.P.R. pentru sesiunea ianuarie 1955)
[6] *Raspanti Mathew*: O algebră complexă a circuitelor cu relee. Electrical Engineering nov. 1953.

★

АЛГЕБРАИЧЕСКИЕ СПОСОБЫ СОСТАВЛЕНИЯ РЕЛЕЙНЫХ СХЕМ

Резюме

Дается общее описание полученных до настоящего времени результатов по применению бояевой алгебры для расчета цепей с реле и контактами. Затем указываются вопросы которые должны быть решены в будущем.

Comparaţie între releele telefonice utilizate în sistemele de centrale telefonice automate Rotary şi pas cu pas

Conf. Ing. N. MARINESCU

Candidat în Ştiinţe Tehnice

621.395.342+.343:621.318.5

Se expune importanţa releului telefonic într-o centrală automată, după care se analizează comparativ parametrii fundamentali ai releelor electromagnetice de c. c. utilizate în sistemele Rotary şi pas cu pas.

Automatizarea unei reţele telefonice urbane sau interurbane este legată de realizarea din punct de vedere constructiv a unei serii de electromecanisme. Dintre aceste electromecanisme un rol foarte important într-o centrală telefonică automată (C.T.A.) îl are releul telefonic.

Releul telefonic este piesa cu ajutorul căreia se produce stabilirea legăturilor electrice, necesare pentru punerea în mişcare a organelor de bază (selectorii), care fac legătura între doi abonaţi.

Pentru aceasta, releele telefonice trebuie să asigure:

1) închiderea, deschiderea sau comutarea unui număr cît mai mare de resoarte cu contacte;

2) o sensibilitate mare, adică o atragere şi o menţinere a armăturii printr-un număr relativ mic de amperspire, care acţionează asupra miezului de fier. Această sensibilitate a releului este condiţionată de construcţia lui, de sistemul circuitului magnetic, de calitatea materialelor magnetice şi de mărimea întrefierului;

3) posibilitatea bobinării pe aceeaşi carcasă a două sau mai multe înfăşurări;

4) o funcţionare rapidă, fiindcă timpul necesar pentru atragere şi eliberare trebuie să fie minim;

5) o acţionare lentă (cu întîrziere) în anumite cazuri, pentru atragere sau pentru eliberare, ori pentru ambele. Întîrzierea care se poate dobîndi, ajunge la 300—400 m.s şi foarte greu se obţine mai mult, prin metodele de aplicare pe miezul de fier a unei bucşe de cupru sau a unei înfăşurări scurtcircuitată din fir de cupru neizolaţ;

6) o stabilitate în acţionare, ceea ce înseamnă o mare stabilitate a proprietăţilor electromagnetice în funcţie de timp şi a reglării resoartelor în decursul perioadei de exploatare;

7) o constantă deplină a rezistenţei de trecere între contacte şi o uzură minimă a acestora. Pentru aceasta, releele trebuie să fie suficient de robuste, să aibă o formă care să le permită folosirea la maximum a fluxului magnetic, fiindcă foarte multe dintre relee au o „frecvenţă" foarte mare de funcţionare, atingînd peste 6 000 de atrageri în timp de 24 ore.

Pentru realizarea tuturor cerinţelor dintr-o centrală telefonică automată, cu capacitatea de 10 000 linii de abonat, sînt necesare peste 60 000 bucăţi relee, cu diferite caracteristici şi sarcini. Sarcina unui releu este formată din reacţiunea resoartelor şi din greutatea armăturii.

Releele utilizate în C.T.A. Rotary sînt de o diversitate destul de mare. Astfel se cunosc releele numite după tip: A, B, E,G, H, J, L, R, T, Δ_1, Δ_2, Δ_3, U şi Y. Deosebirea esenţială dintre aceste relee o constituie formele secţiunilor circuitelor magnetice (miezul de fier şi armătura), care sînt la unele dreptunghiulare, iar la altele ovale sau rotunde şi de dimensiuni diferite. Armătura, la majoritatea tipurilor, este aşezată de-a lungul miezului şi acestea sînt releele plate, iar la altele este în capătul miezului, sau laterală. Figurile 1, 2, 3, 4, 5, şi 6 reprezintă cîteva din releele utilizate, în sistemul Rotary.

In sistemul pas cu pas ATS-47, fabricat la „Crasnaia Zaria" din Leningrad, se foloseşte un singur tip de releu, numit releul plat normal (RPN) din fig. 7.

Folosirea unui singur tip de releu are două avantaje: unul constructiv şi altul de exploatare şi întreţinere. Fabricarea unui număr mare de tipuri de relee cere un număr

mare de matriţe şi prelucrări speciale, deci cost mare, iar exploatarea şi întreţinerea unei CTA cu o diversitate mare de relee cere specialişti, care se formează mult mai greu decît

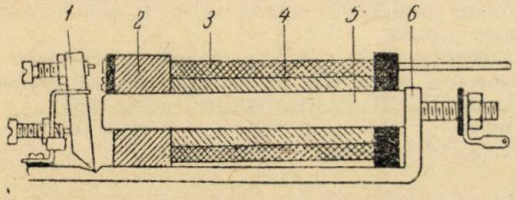


Fig. 1. Releu lent cu miezul cilindric:
1—armătură; *2*—bucşe de Cu; *3*—bobina de lucru; *4*—bobina scurtcircuitată; *5*—miezul releului; *6*—corpul releului.

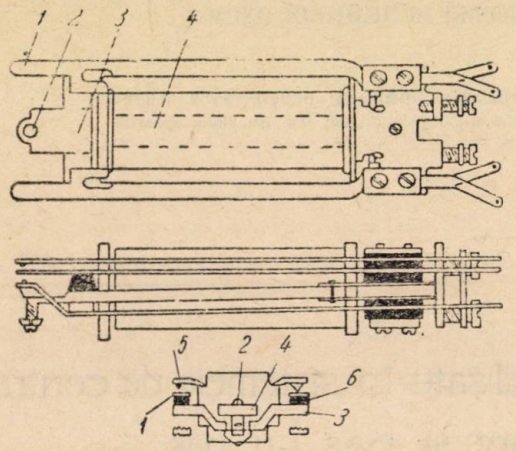


Fig. 2. Releu plat de tip E şi T:
1—resort cu contact; *2*—şurub pentru reglat cursa armăturii; *3*—armătură; *4*—miezul releului; *5*—resort cu pinten de sprijin; *6*—distanţor-împingător.

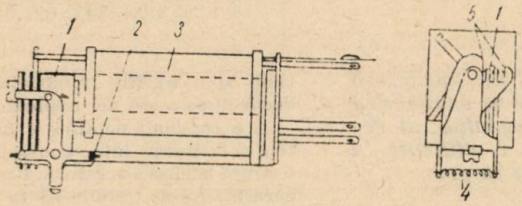


Fig. 3. Releu cu armătura laterală:
1—armătura laterală; *2*—axul armăturii; *3*—miezul releului; *4*—resort special; *5*—contactele.

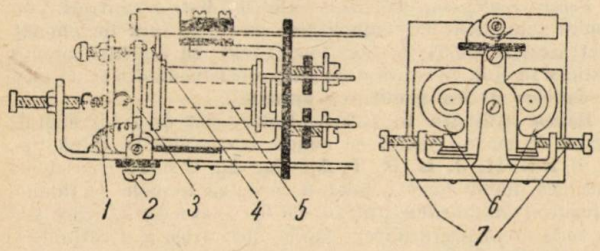


Fig. 4. Releu de impulsuri inverse din registrul 7A-2:
1—resort spiral; *2*—şurub de reglaj; *3*—armătura; *4*—contact; *5*—miezul releului; *6*—bobinele de lucru; *7*—şuruburile pentru fixarea axului armăturii.

s-ar forma într-o centrală telefonică automată cu un singur tip de releu.

Releele de tip E şi R sînt relee plate cu secţiunea miezului de fier respectiv dreptunghiulară şi ovală. Fiind cele mai apropiate de forma releului plat normal din CTA pas cu pas, le vom folosi mai mult pentru comparaţia cu acesta din urmă, cu atît mai mult cu cît sînt cele mai mult utilizate în centrala telefonică automată Rotary.

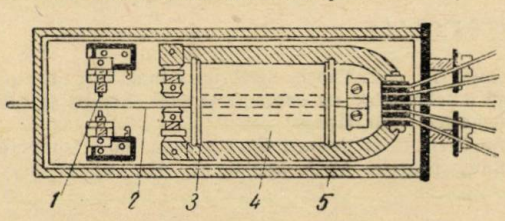


Fig. 5. Releu polarizat cu ecran:
1—contactele; *2*—armătura; *3*—magnet permanent; *4*—bobina; *5*—ecranul.

Parametrii fundamentali care caracterizează releele electromagnetice de curent continuu, aplicate în schemele celor două sisteme de CTA sînt următorii:

1) dimensiunile gabaritului şi greutatea totală a releului, cînd acesta este încărcat cu numărul maxim de resoarte

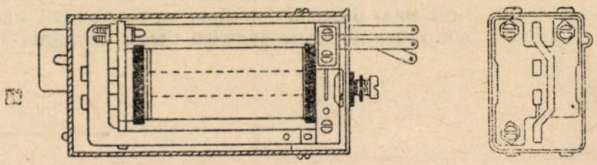


Fig. 6. Releu de curent alternativ cu ecran.

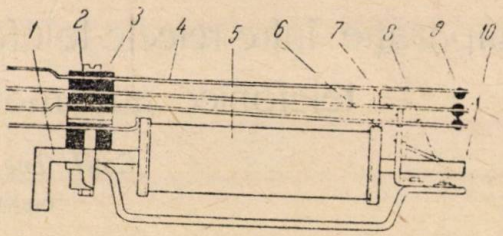


Fig. 7. Releu RPN pas cu pas:
1—miezul releului; *2*—pintenul de fixarea armăturii; *3*—pachetul de resoarte; *4*—resoarte lamelare pentru contactor; *5*—bobina releului; *6*—pinten pentru acţionarea resoartelor; *7*—pinten de acţionarea resortului; *8*—lamă de alamă pentru distanţe; 9—contactele resoartelor; *10*—armătura releului.

cu contacte şi cînd carcasa este complet umplută de înfăşurarea releului;

2) sensibilitatea releului;
3) caracteristicile:
   a) de sarcină şi
   b) electromecanică;
4) inductanţa releului, măsurată în curent continuu;
5) inductanţa releului la frecvenţa vocală;
6) timpul de atragere şi de eliberare a armăturii;
7) siguranţa de acţionare a releului şi de stabilitate a reglării acestuia.

1. Dimensiunile gabaritelor şi greutatea releelor

Deoarece sarcina releelor (numărul resoartelor) electromagnetice, poate să varieze în limite destul de largi, se simte nevoia ca pentru o justă comparaţie între două tipuri de relee să se introducă noţiunea de mărime specifică corespunzătoare şi anume:

a) *greutatea specifică* a releului, adică greutatea care corespunde unei singure perechi de resoarte cu contacte şi

b) *gabaritul specific* al releului, adică gabaritul care revine unei singure perechi de resoarte cu contacte. Inafară de aceste două elemente, un rol foarte important îl joacă greutatea cuprului bobinei releului şi greutatea compoziţiei metalului din care este realizat circuitul magnetic al releului, care sînt de asemenea raportate la o singură pereche de resoarte cu contacte. Aceste materiale au un rol important şi influen-

ţează mult asupra costului unui releu şi a calităţii circuitului magnetic şi electric.

Intrucît gabaritul nu interesează din punct de vedere al volumului pe care-l ocupă un releu, ci din acela al suprafeţei de montare pe placă, se va introduce noţiunea de *suprafaţă specifică* a secţiunii releului, adică suprafaţa ce revine unei perechi de resoarte cu contacte.

Această suprafaţă specifică este mai mare decît suprafaţa corespunzătoare secţiunii releului, deoarece la aceasta trebuie să se adauge şi intervalul dintre releele vecine de pe aceeaşi placă.

Acest interval variază de la 1 mm pînă la 5 mm şi depinde de construcţia releului şi a plăcii. Cea mai mare distanţă între relee şi deci şi suprafaţa specifică cea mai mare o au releele cu gabarit mic. De aceea, pentru micşorarea suprafeţei care revine unei perechi de resoarte cu contacte, este mult mai avantajos să se folosească relee cu un număr mare de resoarte cu contacte.

Pentru lămurirea celor de mai sus, în tabela 1, se indică numeric mărimile elementelor care privesc acest punct de comparaţie.

unde:

I_a este curentul critic de atragere;
r — rezistenţa înfăşurării pentru $t = 20°C$ şi pentru coeficientul de umplere $C_u = 0{,}6$.

Coeficientul de umplere este raportul dintre suprafaţa secţiunii cuprului înfăşurării (fără izolament) şi suprafaţa secţiunii spaţiului bobinei (fereastra bobinei), care este umplută de înfăşurare, adică

$$C_u = \frac{\frac{\pi d^2}{4} w}{l h} = \frac{\pi d^2 w}{4 l h}, \qquad (2)$$

unde:

w este numărul spirelor;
d — diametrul firului înfăşurării fără izolament;
l — lungimea bobinei (deschiderea ferestrei);
h — înălţimea înfăşurării releului.

Tabela 1

Nr. crt	Caracteristicile releelor	ATC—4	Standard Rotary		Observaţii
			Tip E	Tip T	
1	Numărul grupelor de resoarte dintr-un bloc de resoarte	3	2	2	
2	Numărul maxim de resoarte cu contacte	15 (18)	12	12	
3	Dimensiunile releului (fără capac) $a \times b \times c$ în mm	26×35×107	25×35×103	25×35×103	
4	Suprafaţa totală ocupată de releu, cm^2	9,1	8,75	8,75	
5	Suprafaţa specifică ocupată de releu, cm^2	1,21	1,46	1,46	
6	Greutatea totală a releului, g	220	132	142	
7	Greutatea specifică a releului, g	29,6	22,0	23,6	
8	Greutatea specifică a materialelor active	10,5	6,9	7,8	
	a) oţel-g	10,5	6,9	7,8	
	b) cupru-g	12,7	10,3	11,9	

Din tabela 1 se pot trage următoarele concluzii:

a) releul plat tip pas cu pas poate fi încărcat cu 15 (18) resoarte cu contacte, aşezate, în trei grupe, iar cel de tip Rotary, cu 12 resoarte aranjate în două grupe;

b) din punct de vedere al dimensiunilor, tipul Rotary are un mic avantaj, care se explică prin aceea că are mai puţine resoarte cu contacte, dar raportat la suprafaţa specifică ocupată de un releu, acest avantaj este de partea releului tip pas cu pas;

c) din analiza ultimelor coloane se vede că releul tip Rotary are greutate mai mică decît cel pas cu pas, atît totală, cît şi din punct de vedere al materialelor active. Acest avantaj însă, după cum se va arăta mai jos, se va resfrînge asupra forţei de atracţie care va fi inferioară la tipul Rotary.

2. Sensibilitatea releelor

Prin *sensibilitate* se înţelege numărul minim de amperspire (amperspire critice) care sînt necesare pentru atragerea normală a armăturii releului. De asemenea prin sensibilitate se mai înţelege şi puterea electrică minimă (puterea critică), necesară pentru atragerea unui releu care are ca sarcină o singură pereche de resoarte cu contacte, cînd releul este reglat normal şi cînd are carcarsa complet umplută. Această putere consumată de releu nu depinde numai de numărul amperspirelor, dar şi de mărimea şi construcţia carcasei, de temperatura înfăşurării releului, de diametrul conductorului şi de grosimea izolaţiei.

Puterea consumată de un releu pentru a se atrage, poate fi exprimată cu formula:

$$P_a = I_a^2 r \qquad (1)$$

Pentru o mai justă definire a lui C_u trebuie menţionat că el depinde şi de profilul secţiunii firului (rotund sau dreptunghiular), de grosimea izolaţiei şi de calitatea înfăşurării.

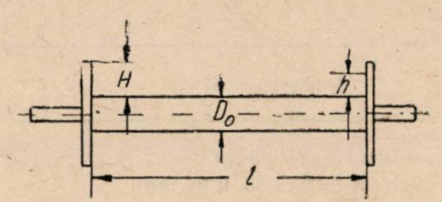


Fig. 8

In acest caz presupunînd că firul va avea secţiunea rotundă şi că înfăşurarea nu va fi bobinată regulat, coeficientul de umplere se poate scrie sub forma:

$$C_u = \frac{\frac{\pi d_1^2}{4}}{d_1^2} \cdot \frac{\frac{\pi d^2}{4}}{\frac{\pi d_1^2}{4}} \cdot C_n = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{d^2}{d_1^2} C_n, \qquad (3)$$

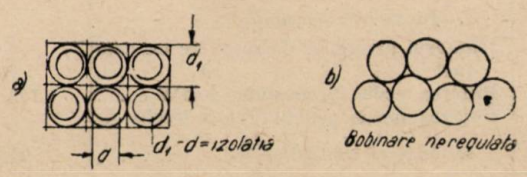


Fig. 9

în care- :

d_1 este diametrul firului de cupru izolat;
C_n — coeficientul de bobinare neregulată.

La rîndul său C_n depinde de diametrul firului şi de gradul de calificare al bobinatorului. Astfel, pentru firele de diametre mici (0,05 pînă la 0,3 mm) mărimea coeficientului C_n variază între 0,7 şi 0,95.

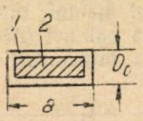
Cînd C_u este constant, rezistenţa înfăşurării releului poate fi exprimată în felul următor:

$$r = Cw^2 \tag{4}$$

unde:

$$C = \frac{\pi \rho 10^{-3}}{l h C_u} (D_0 + h) \tag{5}$$

pentru secţiunea rotundă a miezului de fier, în care: D_0



1 izolaţie
2 miezul releului

Fig. 10

este diametrul interior al bobinei (fig. 8); ρ — rezistenţa specifică electrică a conductorului, care pentru cupru este egală cu 0,0175 Ω mm²/m
şi

$$C = \frac{\pi \rho 10^{-3}}{l h C_u} \left(D_0 + h + \frac{2a}{\pi} \right) \tag{6}$$

pentru secţiunea dreptunghiulară, în care: D_0 este grosimea miezului de fier plus izolaţia, iar a — lăţimea miezului de fier în mm.

Dacă în formula (1) înlocuim pe r cu valoarea sa din (4) obţinem:

$$P_a = I_a^2 \, Cw^2 = C \, (Iw_c)^2 \tag{7}$$

în care: Iw_c sînt amperspirele minime de atragere sau amperspirele critice.

Din formula (7) rezultă că puterea critică este direct proporţională cu pătratul amperspirelor de atragere şi cu coeficientul C, care caracterizează forma constructivă a miezului şi a înfăşurării releului.

In tabela 2 se dau elementele constructive şi electrice ale releelor indicate în tabelă.

Analizînd tabela 2, se poate trage uşor concluzia că releul de tip pas cu pas este mult mai sensibil decît cel de tip Rotary. Dacă această sensibilitate se socoteşte pe amperspire, atunci ea va fi cu 27% (54%) mai mare la releul de tip pas cu pas decît la releul Standard, iar în cazul comparaţiei sensibilităţii după consumul de putere necesar pentru sarcina care este formată de o grupă din 2 resoarte cu contacte, atunci vom vedea că releul RPN are o sensibilitate mai bună cu 71% decît a releului Standard. De asemenea, dacă se ţine seama de încărcarea maximă a releelor cu numărul respectiv de perechi de resoarte cu contacte, atunci din nou se vede că, deşi releul RPN este încărcat cu 7,5 perechi resoarte, totuşi puterea maximă (P_m) pe care o consumă pentru a învinge reacţia celor 15 resoarte este de 158 mW, faţă de aceea a releului Standard, care pentru 6 perechi resoarte consumă 31 mW, ceea ce revine cu 110% (sau 2,1 ori) mai mult pentru o sarcină mai mică. Dacă se compară cifrele din ultima coloană în care este redat consumul de energie electrică raportat la o pereche de resoarte, cînd releul este încărcat la maximum (7,5 perechi), atunci avantajul pe care-l are releul RPN este şi mai mare, deoarece consumul de energie electrică este de 2,62 ori mai mic decît la releul Standard (E).

3. Caracteristicele de sarcină şi cele electromecanice

Intr-un releu telefonic armătura trebuie să învingă diferitele reacţii ale resoartelor cu contacte în timpul atragerii: reacţiile cresc pe măsură ce întrefierul se micşorează. Pentru învingerea reacţiilor este nevoie de o forţă de atragere corespunzătoare acestor reacţii ale resoartelor. Această forţă de atragere poate fi determinată în funcţie de numărul amperspirelor, cînd întrefierul este constant sau în funcţie de întrefier cînd amperspirele sînt constante.

Variaţia forţei de atragere în funcţie de numărul ampesrpirelor releului, întrefierul rămînînd constant, se numeşte *caracteristica de sarcină*; iar variaţia forţei de atragere în funcţie de lungimea întrefierului, amperspirele fiind constante, se numeşte *caracteristica electromecanică*.

Tabela 2

Nr. crt.	Caracteristicile releului	ATC—47 RPN	Standard Rotary		Observaţii
			Tip E	Tip T	
	A. *Dimensiunile bobinei*:				
1	Lungimea înfăşurării 1 în mm. . . .	50	43	43	
2	Înălţimea bobinei H în mm.. . . .	7,2	7,0	7,0	
3	Înălţimea înfăşurării h în mm	6,6	6,5	7,2	
4	Secţiunea ferestrei bobinei 1.h. în mm².	330	279	309	
5	Dimensiunile interioare al înfăşurării în mm	4,5 ;10,8	3,3 ;10,1	5,3 ;6,9	
6	Coeficientul de umplere $C_u = 0{,}6 \cdot 10^{-6}$	5,00	5,30	5,00	
	B *Sensibilitatea*				
7	Amperspirele (Iw_a)	67	85	85	
8	Puterea consumată (P_a) mW	22,5	38,3	36,2	
	C. *Incărcarea maximă*				
9	Numărul perechilor de resoarte cu contact	7,5	6	6	
10	Puterea medie P_m consumată mW . . .	158	331	250	
	Puterea medie pentru una pereche de resoarte cu contacte $\frac{P_m}{n}$	21,0	55,16	41,7	

Forţa de atragere a unui releu depinde, de asemenea, de calitatea circuitului magnetic al releului.

Calitatea circuitului magnetic depinde, în general, de :

— conductanţa magnetică (permeanţa) a întrefierului;
— secţiunea miezului de fier;
— materialul din care este făcut miezul de fier.

Din cele de mai sus rezultă că releul care are o mare conductanţă magnetică a întrefierului, poate avea un număr mai mic de amperspire pentru atragerea armăturii, în aceleaşi condiţii de sarcină, ceea ce înseamnă că se caracterizează printr-o mare sensibilitate. Pe de altă parte, conductanţa magnetică mare a releului atrage după sine obţinerea unui timp de eliberare mare, adică releul se eliberează cu întîrziere.

Intrucît conductanţa magnetică joacă un rol însemnat în acţionarea releelor, s-a căutat să se îmbunătăţească aceasta prin mărirea secţiunii transversale a miezului de fier la capătul de atragere a armăturii şi să se facă o cît mai bună îmbinare a corpului releului cu miezul şi cu armătura. Aceasta atrage după sine posibilitatea de mărire a sarcinii, sau ceea ce este tot una, a numărului de resoarte cu contacte. Mărirea secţiunii miezului în acest caz, depinde de mărimea fluxului magnetic şi de sarcina magnetică a releului, care este limitată de saturaţia circuitului magnetic.

Dacă pe de o parte mărirea secţiunii capătului miezului de fier îmbunătăţeşte timpul de atragere reducîndu-l la minimum, pe de altă parte ea contribuie la mărirea timpului de eliberare.

Din datele tabelei 3, rezultă că singurul avantaj pe care, la prima vedere, îl prezintă releul *E* de tip Rotary este acela al

Tabela 3

Nr. crt.	Caracteristici	Fabricaţie	
		Rotary	Pas cu pas
1	Tipul releului	E	R.P.N.
2	Dimensiunile miezului mm	2,9×9,7	4×10,3
3	Secţiunea miezului (S_m) cm²	0,28	0,412
4	Secţiunea polului (S_p) cm²	1,19	1,69
5	Cursa armăturii (δ) mm	0,7—0,9	1,1—1,5
6	Înălţimea ştiftului de nelipire (δ_0) mm	0,2	0,2—0,3
7	Întrefierul (σ) mm . . .	1,0	1,6
8	Permeanţa întrefierului (G_M) henry	10,8	10,5
9	Distanţa între contacte (Δ) mm	0,3—0,4	0,3—0,5
10	Presiunea pe contacte (F_a) g	20—25	20—25
11	Tipul contactelor de la resoarte	simplu	dublu

dimensiunilor ceva mai reduse. Dar, analizînd consecinţele acestei reduceri, se vede că ea nu este deloc în avantajul acestui releu, deoarece o dată cu reducerea dimensiunilor miezului se micşorează simţitor : cursa armăturii, întrefierul, permeanţa şi distanţa între contacte.

De aici rezultă că avantajul aparent al releului E este un neajuns din punct de vedere al posibilităţilor de exploatare ale releului, care are astfel date de reglaj foarte strînse.

In concluzie, datele din tabelă pledează pentru superioritatea releului R.P.N.

In fig. 11 şi 12, sînt arătate respectiv caracteristicile de sarcină şi electromecanice ale celor două relee.

Din aceste curbe se deduce că forţa de atragere a releului pas cu pas RPN este aproximativ de două ori mai mare decît a releului Rotary tip E, pentru acelaşi număr de amperspire şi cu întrefierurile normale ale fiecăruia. De asemenea, din caracteristicile electromecanice se vede că forţa manifestată în timpul acţionării de relee cu acelaşi număr de amperspire (200) este mult mai mare la RPN decît la E.

Deoarece amperspirele caracterizează numai calitatea circuitului magnetic fără a ţine seama şi de calităţile bobinei, în (fig. 13) se dau curbele lucrului mecanic util al fiecărui releu în funcţie de cursa armăturii, cînd AW = 200 şi δ_0 cel normal.

Din fig. 13, se vede că avantajul rămîne tot de partea releului normal (RPN), care cu acelaşi număr de amperspire

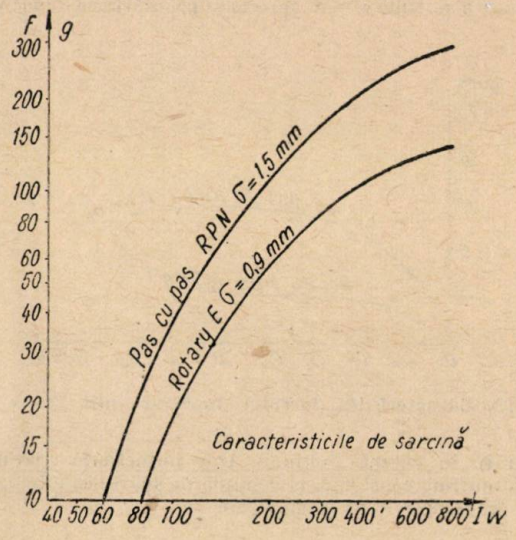


Fig. 11. Curbele $F = f(Iw)$.

efectuează un lucrŭ mecanic de 3 ori mai mare decît cel făcut de releul Rotary tip E.

Fiindcă, pentru comparaţia releelor este interesant de ştiut şi felul cum variază consumul de putere necesar atragerii

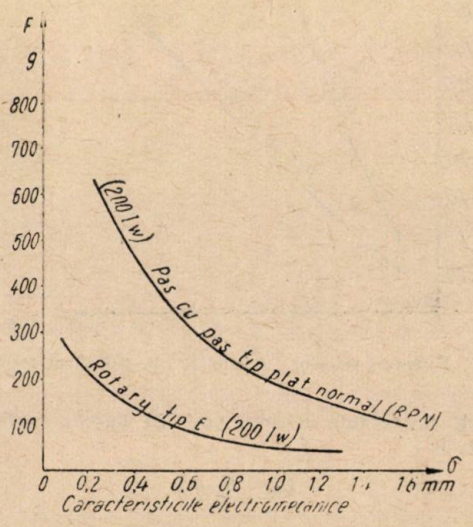


Fig. 12. Caracteristica electromecanică ($Iw = 200$).

armăturii releelor, în fig. 14 s-au reprezentat curbele puterii consumate în funcţie de sarcina (de perechile de resoarte cu contacte), pe care o poate avea fiecare releu. Din aceste curbe se vede că, pentru acelaşi număr de perechi de resoarte (6), releul RPN consumă aproape de 3 ori mai puţin decît releul E.

4. Inductanţa releului măsurată în curent continuu

Inductanţa are o importanţă deosebită în studiul releelor, deoarece atît timpul de atragere al tuturor tipurilor de relee cît şi timpul de eliberare al releelor lente depind de constanta de timp (timpul de relaxare), iar aceasta este direct propor-

ţională cu inductanţa şi invers proporţională cu rezistenţa releului respectiv $\left(\tau = \frac{L}{R}\right)$.

De aici se deduce că timpul de acţionare şi deci viteza de acţionare a releului se pot aprecia după mărimea inductanţei

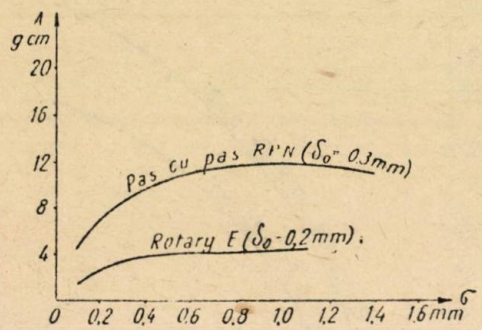


Fig. 13. Caracteristica lucrului mecanic util ($Iw = 200$).

măsurată în curent continuu. Dar inductanţa releului nu este o mărime constantă, ci depinde de mărimea întrefierului şi de amperspirele de magnetizare.

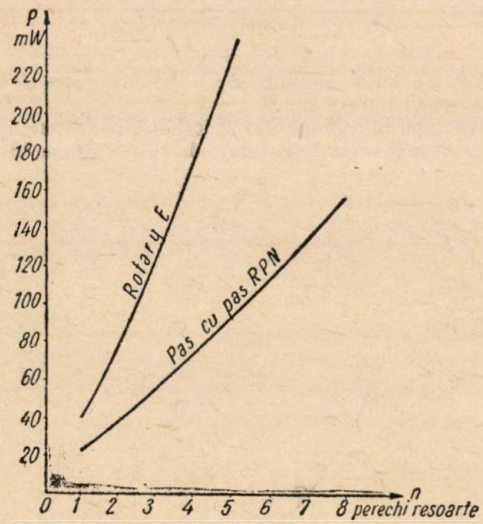


Fig. 14. Puterea releelor în funcţie de numărul resoartelor.

Astfel, inductanţa releului (L_0) în curent continuu se poate scrie:

$$L_0 = K_0 w^2 \tag{8}$$

sau

$$L_0 = \frac{4\pi \cdot 10^{-9}}{l R_m + q R_i}\left[1 + \frac{R_i}{l R_m}(q-1)\right] w^2 = \frac{4\pi \cdot 10^{-9}}{R_M} \cdot w^2 = K_0 w^2,$$

unde:

w este numărul spirelor;
l — lungimea miezului de fier în cm;
R_m — reluctanţa miezului de fier;
R_i — reluctanţa întrefierului;
q — $\frac{l\sqrt{g R_m}}{\text{th}\, l\sqrt{g R_m}}$;
g — conductanţa magnetică a fluxurilor de dispersie pe unitatea de lungime (1cm) a circuitului magnetic;
R_M — reluctanţa circuitului magnetic, pentru un întrefier dat şi pentru amperspirele date.

Deoarece

$$K_0 = \frac{4\pi}{R_M} 10^{-9} = 4\pi \cdot G_M 10^{-9}, \tag{9}$$

unde G_M este permeanţa circuitului magnetic, putem spune că mărimea coeficientului K_0 este direct proporţională cu permeanţa circuitului magnetic, cînd se cunoaşte întrefierul şi numărul de amperspire şi deci K_0 este un coeficient care depinde de elementele constructive ale releului precum şi de întrefier şi de amperspirele de magnetizare (Iw).

Intrucît K_0 depinde de atîţia factori şi cum inductanţa releului (L_0) este direct proporţională cu el (K_0), rezultă că se pot construi curbe în care să se reprezinte K_0 în funcţie de amperspire, cu ajutorul cărora să putem aprecia atît calitatea circuitului magnetic cît şi timpul (viteza) de atragere al releului respectiv.

Asemenea curbe sînt reprezentate în fig. 15.

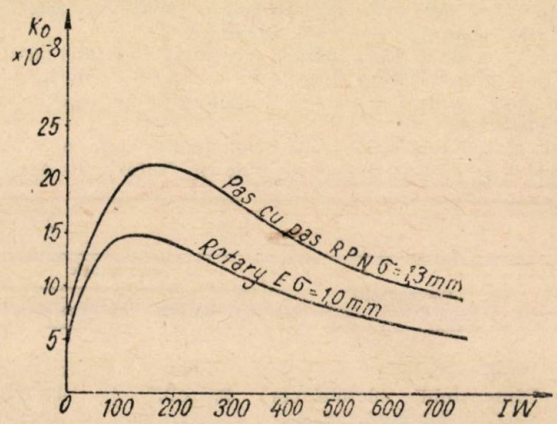


Fig. 15. Coeficientul $K_0 = f(Iw)$ în c.c. cînd întrefierul releelor este normal.

Dacă nu se ţine seama de influenţa curenţilor turbionari şi de timpul de deplasare a armăturii, atunci, conform acestor curbe, viteza cea mai mare la atragere o are releul Rotary tip E, deoarece are K_0 mai mic decît RPN şi cum L_0 este mai mic, rezultă că şi τ este mai mic.

Ţinînd seama că releul lucrează în regim de stabilizare în care

$$t_a = \tau \ln \frac{1}{1 - \frac{Iw}{Iw_0}} \tag{10}$$

atunci timpul de atragere a armăturii (t_a) care este direct proporţional cu τ, se deduce că şi t_a este mai mic la releul E şi deci viteza va fi mai mare la releul Rotary tip E. De observat că diferenţa dintre cele două curbe este destul de mică, avînd în vedere şi factorul 10^{-8}.

5. Inductanţa releelor la frecvenţă vocală

Deşi inductanţa în curent alternativ este mai mică decît cea din curent continuu, — din cauza skin-efectului, care se manifestă şi la miezul de fier al releelor ca şi la conductorii masivi, — totuşi, avînd în vedere că în schemele de C.T.A. sînt relee conectate în derivaţie la circuitele de convorbire, se va arăta în ce măsură aceste relee contribuie la înrăutăţirea circuitelor de convorbire. Cum atenuarea înserată în circuitele de convorbire depinde de impedanţa releelor la frecvenţă vocală medie, este important să se ştie mărimea acestei impedanţe. Pentru calculul impedanţei releului conectat în derivaţie la circuitul de convorbire este necesar să se cunoască mărimea inductanţei (L) şi a rezistenţei active (R) la frecvenţa vocală medie (800 Hz).

Aceste două mărimi în funcţie de numărul spirelor (w) se exprimă cu formulele:

$$L = Kw^2 \tag{11}$$

şi

$$R = Cw^2 \tag{12}$$

unde K şi C sînt coeficienţii care depind de:

1) elementele constructive ale releului;
2) întrefierul releului;
3) frecvenţa curentului alternativ de alimentare;
4) numărul amperspirelor de magnetizare în curent continuu. In acest caz curentul continuu este acela care trece prin bobina releului.

Prin înfăşurările acestor relee, care sînt relee de alimentare şi uneori şi de impulsuri, trece un curent format din două componente. Prima datorită curentului continuu de ali-

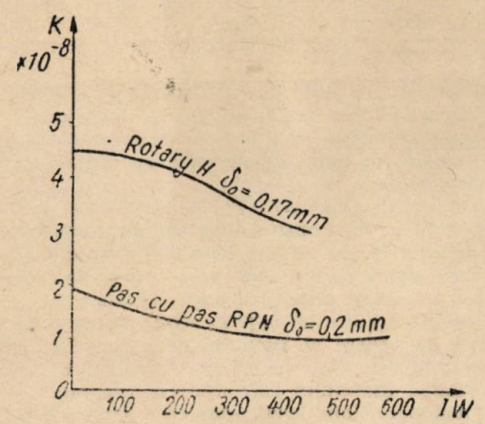


Fig. 16. Coeficientul $K = f(Iw)$ cînd frecvenţa vocală medie este de 800 Hz.

mentare a microfoanelor abonaţilor şi a doua datorită curentului alternativ creat de vibraţiile membranei microfonului în timpul transmiterii convorbirii.

Tensiunea curenţilor de convorbire este foarte mică şi mărimea curentului alternativ care trece prin releu crează un cîmp ce nu depăşeşte 0,5—1 amperspire. Aceste valori mici ale cîmpului nu influenţează asupra coeficienţilor K şi C şi deci ei nu vor depinde de curenţii de convorbire.

De aici reiese că C şi K depind de mărimea curentului continuu care trece prin înfăşurările bobinelor. Dar mărimea acestui curent depinde şi ea de sarcina releului şi de lungimea linii de abonat. Din cauza variaţiei lungimii liniei de abonat

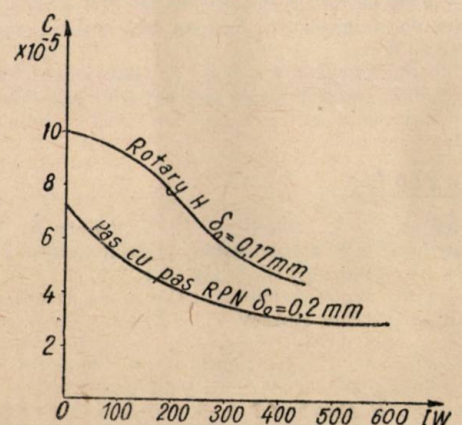


Fig. 17. Coeficientul $C = f(Iw)$ cînd frecvenţa vocală medie este de 800 Hz.

valoarea curentului variază şi ea în limite destul de largi, putînd ajunge în unele cazuri zero.

Dacă şi în acest caz se construiesc curbele pentru K şi C în funcţie de amperspire (fig. 16 şi 17) se va vedea că valorile lui K şi C pentru releul pas cu pas RPN sînt mai bune decît pentru releul Rotary tip E. dar şi aici diferenţa între cele două relee este foarte mică.

Trebuie remarcat faptul că în sistemul Rotary releul tip E nu se foloseşte pentru circuitul de alimentare şi că pentru această funcţie se utilizează releul de tip H, care are o inductanţă de aproximativ 3 ori mai mare decît cea a releului E.

Acest lucru este posibil deoarece sistemul Rotary fiind un sistem cu aşteptare şi nu cu deservire imediată cum este sistemul pas cu pas, releul de alimentarea microfoanelor în Rotary nu este şi releu de impulsuri cum este cel din pas cu pas, care îndeplineşte ambele funcţii (de alimentare şi de impulsuri).

6. Timpul de atragere şi de eliberare

Calculul timpului de atragere al unui releu în mod analitic este o problemă foarte complicată. Pînă în prezent nu există o metodă analitică suficient de exactă cu ajutorul căreia să se calculeze timpul de atragere. Greutatea cea mare o formează:

a) complexitatea fenomenelor care se produc prin conectarea releului în circuit;

b) calculul creşterii fluxului magnetic în circuitul cu miez de fier şi

c) calculul timpului de mişcare a armăturii pentru o sarcină variabilă.

In mod curent timpul de atragere (t_a) se compune din doi termeni:

— timpul necesar pentru creşterea curentului în înfăşurarea releului şi a fluxului pînă la valoarea pentru care armătura începe să se mişte (t_c) şi

— timpul necesar pentru producerea mişcării armăturii (t_m), adică

$$t_a = t_c + t_m. \tag{13}$$

Timpul t_c, la rîndul său este şi el format din timpul necesar pentru trecerea curentului prin înfăşurare (t_i) şi din prelungirea timpului de atragere provocat de influenţa curenţilor turbionari (t_f), adică

$$t_c = t_i + t_f. \tag{14}$$

Dacă circuitul magnetic nu este format din material masiv ci din tole cu rezistenţă specifică electrică mare, atunci influenţa curenţilor Foucault (t_f) se poate neglija.

Deoarece calculul lui t_f în mod analitic este foarte complicat, fiind funcţie de viteza de creştere a curentului în înfăşurare, în releele normale acest t_f se neglijează, deoarece curentul creşte relativ încet, pe cînd în releele rapide nu poate fi neglijat avînd valori importante.

Calculul analitic al timpului de mişcare a armăturii este şi mai complicat şi duce la ecuaţii care nu pot fi rezolvate prin metodele obişnuite de calcul.

Pentru calculul acestui timp se folosesc metodele grafice şi experimentale.

Avînd în vedere toate cele arătate mai sus, pentru compararea releelor se va alege calea graficelor, după cum s-a procedat *la inductanţă*. Timpul de atragere (t_a) şi de eliberare (t_e) se pot reprezenta în funcţie de mai mulţi parametri. Astfel t_a poate fi reprezentat în funcţie de raportul dintre puterea totală şi puterea critică $\left(\frac{P}{P_c}\right)$ de atragere a releului pentru anumiţi coeficienţi de siguranţă (K_1), ce se iau în raport de amperspire sau de curenţi. Raportul $\frac{P}{P_c}$ este totdeauna supraunitar şi poate atinge valori de ordinul de mărime al sutelor (fig. 18).

De asemenea t_a se poate reprezenta şi în funcţie de alţi parametri şi anume, în funcţie de coeficienţii de siguranţă K_1 şi pentru valori constante ale puterii, precum şi în funcţie de coeficientul $m = \frac{\tau_{max}}{\tau}$ avînd pentru K_1 şi P valori constante.

In acest caz valoarea lui t_a poate fi calculată cu formula:

$$t = \frac{K_0 (Iw_c)^2}{P} K_1^2 \ln \frac{1}{1 - \frac{1}{K_1}} \qquad (15)$$

în care

$$K_1 = \frac{Iw}{Iw_c} \qquad (16)$$

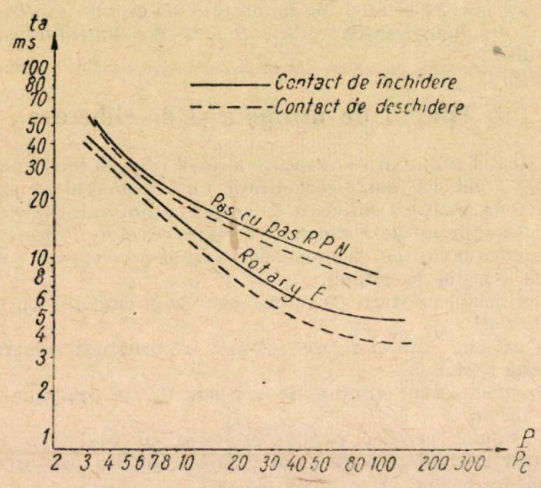


Fig. 18. Curbele $t_a = f\left(\frac{P}{P_c}\right)$ pentru $K_1 = 2$.

Trebuie remarcat că oricare ar fi metoda, rezultatul este acelaşi şi din fig. 18 se vede că releul Rotary tip E, are un timp mai mic de atragere decît releul pas cu pas, atît pentru contactele de închidere cît şi pentru cele de deschidere, lucru care a fost menţionat şi la compararea inductanţelor.

Din punct de vedere al timpului de eliberare se poate spune acelaşi lucru, indiferent de modul cum se produce eliberarea releului — prin scurtcircuitarea înfăşurării sau prin deconectarea înfăşurării din circuit — releul Rotary tip E se eliberează mai repede decît releul pas cu pas, luate în raport cu condiţiile normale de lucru ale fiecăruia.

7. Siguranţa de acţionare

Siguranţa de acţionare a unui releu depinde, în general, de doi factori: de precizia în realizarea elementelor constructive ale releului şi de acţionarea exactă a resoartelor cu contacte.

Pentru satisfacerea acestor factori se cere ca sistemul de contacte şi întreaga construcţie a releului să fie proiectată şi executată cu cea mai mare grijă. Astfel puntea şi armătura releului trebuie să fie suficient de solide, pentru a nu ceda reacţiunilor, iar resoartelor şi armătura trebuie să vibreze cînd releul funcţionează. De asemenea reglajul acestora trebuie să dureze foarte mult.

Din cercetările făcute pentru constatarea duratei reglajului s-a găsit că releul pas cu pas are o durată mai mare decît releele Rotary. Astfel, experienţele au arătat că releul pas cu pas rezistă la peste 10 000 000 de închideri sau atrageri.

Pentru înlăturarea vibraţiilor resoartelor cu contacte, toate firmele constructoare au întreprins cercetări şi experimentări şi prin diferitele forme date armăturilor au ajuns la înlăturarea totală a acestui fenomen.

Cele mai mari neajunsuri în funcţionarea releelor sînt provocate de contacte. Siguranţa bunei funcţionări a contactelor depinde de:

a) tipul contactului (simplu sau dublu);
b) forma contactului (conic sau semisferic);
c) materialul din care este fabricat;
d) distanţa dintre contacte;
e) presiunea contactului;
f) caracteristica de sarcină;
g) amortizarea scînteilor la contacte;
h) condiţiile de exploatare (ferirea de praf).

Forma contactelor în cele două sisteme este diferită şi aceea de semisfere aplicată în sistemul pas cu pas este forma către care se tinde cel mai mult, deoarce asigură un contact mai bun.

Tipul contactului (simplu sau dublu) are un rol deosebit. Cercetările experimentale au arătat că numărul deranjamentelor la releele cu contacte duble este de aproximativ 10 ori mai mic decît la releele cu un singur cotact. De menţionat că la releele pas cu pas toate resoartele sînt cu contacte duble, pe cînd la releele Rotary sînt contacte simple. De aici se poate vedea de ce la releul pas cu pas numărul de atrageri la care rezistă este mai mare decît la Rotary şi deci asigură un reglaj mai bun.

Concluzii

Releele telefonice au un rol foarte important într-o centrală telefonică automată şi de felul cum ele funcţionează depinde în mare parte calitatea de deservire a abonaţilor de către C.T.A. şi deci buna exploatare a echipamentului centralei.

Cu privire la condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească oricare releu, putem trage următoarele concluzii:

a) releul plat normal (R.P.N.) pas cu pas poate fi încărcat cu un număr mai mare de resoarte cu contacte (15—18) decît releul Rotary tip E (12);

b) sensibilitatea este mai mare la releul pas cu pas R.P.N. cu 27% şi 71%, iar consumul de energie electrică este de 2,1 ori mai mic la pas cu pas decît la Rotary tip E;

c) ambele tipuri permit bobinarea a două sau mai multe înfăşurări pe acelaşi miez şi aceeaşi carcasă;

d) releul Rotary are un uşor avantaj asupra celui R.P.N. din punct de vedere al timpului de atragere şi eliberare. Acest avantaj este însă foarte mic şi nu ajută prea mult în exploatarea sistemului care este cu aşteptare;

e) cel mai mare timp de eliberare cu întîrziere se realizează la releul plat normal pas cu pas (R.P.N.). Acesta poate atinge în unele cazuri chiar 400 mili secunde, pe cînd în Rotary se merge pînă la 300 ms;

f) stabilitate mare a parametrilor de timp, durata mare a reglajului resoartelor cu contacte, tipul contactelor şi forma lor sînt superioare la releul pas cu pas R.P.N.;

g) ambele tipuri sînt robuste şi au eliminat prin forma armăturii lor vibraţiile armăturii şi resoartelor cu contacte;

h) avantajul cel mai mare pe care îl are însă releul R.P.N. faţă de cele Rotary, este acela că un singur tip de releu poate fi utilizat în toate circuitele unei centrale telefonice automate, ceea ce înlesneşte foarte mult fabricaţia, reducîndu-se prin aceasta preţul de cost, îmbunătăţindu-se totodată atît exploatarea echipamentului cît şi întreţinerea lui.

După cum s-a arătat mai sus în sistemul Rotary sînt folosite peste 10 tipuri de relee, care diferă foarte mult între ele din punct de vedere constructiv şi deci şi din acela al condiţiilor de funcţionare. Aceasta îngreunează extrem de mult întreţinerea.

Faţă de numeroasele avantaje pe care le are releul plat normal R.P.N., rezultă că el este superior releelor utilizate în sistemul Rotary, atît din punct de vedere tehnic, cît şi economic.

Bibliografie

[1] *Farafanov L. S., Volcova C. I., Roitenberg E. M.* şi *Koblenţ Ia. G.*: Avtomaticeskie telefonîe stanţii, dekadno-şagovoi sistemî (ATS-47), Sviazizdat, 1951.
[2] *Blanchard A., Cabatous A.*: Cours de téléphonie automatique systéme Rotary 7 A, Editions Eyrolles, Paris, 1947.
[3] *Vittenberg M. I.*: Rasciot telefonîh i kodovîh rele. Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad 1947.
[4] *Kopp M. F. Harchevici A. D.*: Zadacinik po avtomaticeskoi telefonii. Sviazizdat, 1952.
[5] *Sotskov B. C.*: Elementî avtomaticeskoi telemehaniceskoi aparaturî, Gosenergoizdat. Moscova-Leningrad 1950.
[6] *Martianov B. K.*: Construirovanie telefonoi aparaturî, Gosenergoizdat, Moscova—Leningrad, 1949.
[7] *Kitaev E. V.*: Telefonia, Sviazizdat, 1952.
[8] *Bryant G. H.* and *Spann R. D.*: 7 A-2 Rotary system circuit description, Antwerp, 1933.

Terminologia electrotehnicii teoretice*)

621.3.01

L. R. NEIMANN, membru corespondent al Academiei de Ştiinţe al U.R.S.S. I. A. ZAIŢEV, docent, candidat în ştiinţe tehnice; A. G. LURIE docent candidat în ştiinţe tehnice.
Institutul Politehnic ,,Kalinin" din Leningrad

Proiectul Comisiei Comitetului de terminologie tehnică a Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. publicat în revistă, constituie indiscutabil, un fapt pozitiv în legătură cu perfecţionarea terminologiei ştiinţifice, pentru care un cerc larg de electricieni şi fizicieni sovietici depun de ani de zile o muncă comună de mare valoare.

Proiectul publicat are o serie de calităţi. De obicei, definiţiile date în proiect cuprind o parte introductivă, care are ca scop descrierea fizică a noţiunii examinate. In unele cazuri acest lucru a fost realizat cu succes. Renunţarea la termenii străini ,,impedanţă" şi ,,reactanţă" care existau în terminologia ştiinţifică sovietică şi înlocuirea lor cu termenii ruseşti ,,rezistenţă totală" şi ,,rezistenţă reactivă" constituie, indiscutabil un fapt pozitiv.

Diferiţi autori dau unora dintre termenii din literatura electrotehnică sensuri diferite: o problemă a dezbaterilor privitoare la terminologia ştiinţifică este unificarea sensului acestor termeni. Din acest punct de vedere, formulările definiţiilor, care au atins acest scop, sînt bine venite. In proiect există propuneri pozitive de acest fel, de exemplu, definile. termenilor ,,faza unei mărimi sinusoidale" şi ,,puterea activă".

Examinarea în amănunt a proiectului duce însă la concluzia că proiectul are numeroase lipsuri, dintre care multe cu caracter principial. In cele ce urmează vor fi examinate numai lipsurilor esenţiale, precum şi problemele cu importanţă primordială.

1. Să examinăm prima parte a proiectului, intitulată ,,Noţiuni fundamentale". In această parte sînt cuprinse definiţiile unor noţiuni importante: *electricitate, sarcină electrică, cîmp electromagnetic.*

Electricitatea este definită drept proprietate a materiei. Nu credem că este raţional să considerăm noţiunea ,,electricitate" o proprietate aparte a materiei, dacă nu renunţăm la sensul mai larg, pe care i-l dă practica şi teoria actuală a fizicii. Definiţia propusă în proiect pentru noţiunea electricitate este în contradicţie cu expresiile foarte uzuale ,,cantitatea de electricitate care trece prin secţiunea transversală a conductorului", ,,contor de cantitate de electricitate" etc. în care termenul electricitate este folosit într-un sens mai larg. Definind electricitatea drept proprietate a materiei, autorii întîmpină dificultăţi la definirea termenilor ,,curent electric" şi ,,densitatea curentului" chestiuni la care vom reveni în cele ce urmează.

Conform cunoştinţelor actuale, este mai corect să-i dăm termenului electricitate un sens mai larg şi definindu-l, o formă aparte a materiei în mişcare, să introducem noţiunea de materie sub formă de particule elementare încărcate (electroni, protoni etc.), împreună cu cîmpul electromagnetic, legat de ele. Totodată trebuie să subliniem, că acest fel de materie, pe lîngă proprietăţile studiate în mecanică (inerţie, cantitate de mişcare, energie) are şi proprietatea distinctivă, nestudiată în mecanică de a se putea încărca electric, adică de a avea sarcină electrică. In acest caz, sarcina electrică trebuie definită drept caracteristică cantitativă a acestei proprietăţi.

In articolul introductiv al proiectului de terminologie V. M. Lavrov arată că definiţia sarcinii electrice drept mărime care măsoară o anumită proprietate ,,elimină concepţiile incorecte asupra substanţialităţii sarcinii electrice" adică concepţia unei sarcini electrice care reprezintă o anumită cantitate din materii de oarecare formă. Ne alăturăm cu totul acestei teze şi considerăm de asemenea că este corect ca sarcina electrică să fie definită drept măsura unei proprietăţi aparte, a proprietăţii de a se putea încărca electric. Altfel — şi probabil de acest lucru s-a ferit autorul articolului introductiv — se creează o concepţie falsă asupra sarcinii electrice a electronilor, protonilor etc. consideraţi drept substanţă oarecare, asemănătoare lichidului electric, noţiune utilizată în secolul trecut.

In ce priveşte definiţia noţiunii *electricitate*, propunem ca această noţiune să fie raportată chiar la particulele care posedă sarcina electrică. Este îndoielnic că în acest caz se va putea găsi cineva căruia i-ar putea veni ideea să pună alături noţiunea electricităţii drept ansamblu de electroni, protoni etc. care posedă toate proprietăţile lor şi noţiunea, de mult părăsită, a electricităţii drept un lichid electric imponderabil. Natural că noţiunile fundamentale trebuie puse în concordanţă cu ultimele cuceriri ale ştiinţei.

De asemenea este foarte util să păstrăm şi termenul *cantitatea de electricitate*, drept sinonim al termenului sarcină electrică. Acest lucru este perfect posibil, deoarece proprietatea de a se încărca este caracteristica fundamentală a materiei, la care se referă noţiunea de electricitate: ea o deosebeşte de celelalte forme ale materiei. Existenţa a doi termeni paraleli, adoptaţi unanim, ,,cantitate de electricitate" şi ,,sarcină electrică", elimină formulările greoaie la care autorii proiectului au ajuns inevitabil, după cum se va arăta în cele ce urmează.

In legătură cu aceasta menţionăm că trebuie eliminate toate observaţiile, atît cele referitoare la definiţiile examinate, cît şi la alte definiţii. Dacă observaţia cuprinde o teză importantă pentru definiţie, ea trebuie inclusă în definiţia însăşi. Dacă, însă după cum se întîmplă foarte adesea în proiect observaţia dă indicaţii în legătură cu o eventuală utilizare neprecisă a termenului, recomandările de acest gen în general, nu trebuie să existe în definiţiile ştiinţifice ale termenilor.

In definiţia noţiunii cîmp electromagnetic, drept una din proprietăţile de bază ale acestui cîmp, autorii au indicat continuitatea repartizării sale în spaţiu şi au fost nevoiţi să facă o observaţie în legătură cu caracterul discret al structurii sale. Autorii justifică aceasta prin faptul că examinează cîmpul din punct de vedere macroscopic. Noţiunile fundamentale însă cum sînt *electricitatea sarcină electrică, cîmp electromagnetic*, trebuie să aibă definiţii care să fie valabile în aceeaşi măsură atît pentru examinarea macroscopică cît şi pentru cea microscopică a fenomenelor fizice. Observaţia referitoare la termenul *cîmp electromagnetic* trebuie inclusă în definiţia însăşi.

Definiţia termenului *cîmp electric* cuprinde noţiunea de *cîmp magnetic* încă nedefinită şi, invers, definiţia termenului cîmp magnetic cuprinde *noţiunea de cîmp electric*. Dacă autorii au vrut prin aceasta să sublinieze legătura dintre cîmpul electric şi cel magnetic, acest lucru era de prisos, deoarece această legătură era exprimată prin cuvintele: ,,unul dintre cele două aspecte ale cîmpului electromagnetic".

Trebuie să precizăm definiţia cîmpului electric, menţionînd că, deşi cîmpul electric acţionează atît asupra particulelor încărcate fixe, cît şi asupra particulelor încărcate mobile el poate fi descoperit numai prin acţiunea pe care o are asupra particulelor încărcate fixe, deoarece asupra particulelor încărcate mobile acţionează şi cîmpul magnetic. Observaţia se referă şi la definiţia cîmpului magnetic, deoarece asupra sarcinilor mobile acţionează nu numai cîmpul magnetic, ci şi cîmpul electric; de aceea, trebuie să indicăm cum anume poate fi descoperit cîmpul magnetic.

Termenul cîmp electric poate fi definit mai precis şi mai scurt, cum s-a procedat de exemplu, în proiectul întocmit de comisia Consiliului Facultăţii electromecanice a Institutului politehnic din Leningrad, publicat în revista ,,Elektricestvo" nr. 2/1949 şi anume: ,, cîmpul electric al corpurilor încărcate, care sînt în repaus în raport cu observatorul".

*) *N. R.* Informăm cititorii noştri că prin publicarea acestui articol încheiem seria traducerilor după discuţia la terminologia electrotehnicii teoretice dusă în coloanele revistei ,,Electricestvo".

Rugăm cititorii ca pentru urmărirea mai departe a discuţiilor, să consulte traducerea integrală a revistelor ,,Elektricestvo" traducere editată de Editura Energetică de Stat.

In proiectul Comisiei Academiei de Ştiinţe este de prisos menţiunea în legătură cu invariabilitatea sarcinilor ca valoare deoarece dacă poziţia sarcinilor este invariabilă, valoarea acestora este de asemenea invariabilă. In locul expresiilor lungi ,,invariabile ca poziţie'' trebuie folosit un singur cuvînt, care în limba rusă are acelaşi sens ,,care se găsesc în repaus'' *). Considerarea cîmpului electric (în unele cazuri importante pentru practică) drept un cîmp electrostatic este o abstracţie ştiinţifică utilă, în care se examinează tocmai cîmpul corpurilor macroscopice imobile, adică al corpurilor care se găsesc în repaus în raport cu observatorul.

Termenul *cîmp electric culombian* trebuie înlocuit cu termenul *cîmp electric potenţial*, deoarece studiul cîmpurilor variabile, care au de asemenea o componentă potenţială, nu aparţine lui Cuolomb.

Trebuie să menţionăm drept contradicţie pozitivă faptul că autorii proiectului recunosc utilizarea termenului rusesc *vid* şi renunţă la utilizarea în acelaşi sens a termenului latin *vacuum*, lăsînd pe acesta din urmă pentru caracterizarea stării rarefiate a unui mediu gazos. Definiţia termenului este însă cu totul nesatisfăcătoare. Incepînd definiţia vidului cu cuvîntul ,,stare'', autorii dau loc la confuzii în această problemă. Probabil prin vid autorii înţeleg un mediu molecular rarefiat la limită, iar nu starea acestuia, după cum se menţionează în proiect; altfel folosirea termenului vid în expresia *curent electric de deplasare* în vid (pct. 52) sau în expresia *permeabilitatea electrică a vidului* (pct. 31) duce la absurd. Iată ce rezultă în acest caz: ,,curent electric de deplasare în starea mediului'' şi ,,permeabilitatea electrică a stării mediului''. Dacă prin *vid* vom înţelege însă un mediu molecular rarefiat la limită, noţiunea de vid devine identică cu noţiunea de materie, ceea ce este absolut greşit. Pe lîngă aceasta, este cu totul incorect să legăm noţiunea vid de moleculele substanţei, chiar în cazul unei rarefieri limită a mediului molecular. Este mult mai bine să referim noţiunea de vid numai la caracteristica spaţială a materiei, care există sub formă de cîmp (electromagnetic, de gravitaţie). Pentru fundamentarea acestei teze pot servi următoarele:

Particulele elementare încărcate (protoni, electroni etc.) şi cîmpul lor electromagnetic constituie un fenomen fizic unic, şi, riguros vorbind, nu se poate indica o delimitare precisă între particula elementară încărcată şi cîmpul ei. Cu toate acestea, se poate presupune că particula, împreună cu sarcina ei specifică, este concentrată într-un domeniu foarte mic al spaţiului. Acest lucru admite o abstracţie ştiinţifică mult utilizată, conform căreia particula elementară, cu sarcina ei specifică, ocupă numai un domeniu oarecare limitat al spaţiului. In spaţiul care înconjură acest domeniu, conform acestei abstracţii, există cîmpul electromagnetic, legat de particula electrică, iar densitatea de volum a sarcinii electrice este nulă. Tocmai de acest domeniu al spaţiului, drept formă de existenţă a cîmpului electro-magnetic (o formă aparte a materiei) este legată noţiunea de *vid*.

In proiect există termenii *permeabilitatea electrică a vidului* (31) şi *permeabilitatea magnetică a vidului* (87). Dacă vom considera vidul — conform proiectului — un mediu molecular rarefiat la limită, va rezulta că, constantele ε_0 şi μ_0 sînt determinate de polarizarea moleculelor rămase în mediul rarefiat, ceea ce nu corespunde realităţii. Pentru constantele ε_0 şi μ_0 este mai bine să folosim denumirile *constanta electrică* şi *constanta magnetică*, iar termenii permeabilitate dielectrică şi permeabilitate magnetică să-i folosim numai pentru substanţă.

Corespunzător ordinii adoptate în proiect pentru definiţiile termenilor *cîmp electromagnetic*, *cîmp electric* şi *cîmp magnetic* mai întîi fiind definite *cîmpul electromagnetic* drept un fenomen unic, apoi cîmpurile electric şi magnetic drept aspecte ale acestui fenomen unic, trebuie definit mai întîi termenul *energie electromagnetică* drept energia cîmpului electromagnetic care se transformă în alte forme de energie etc., iar apoi termenii *energia cîmpului electric* şi *energia cîmpului magnetic*, drept componente ale energiei cîmpului electromagnetic, legate de cîmpurile electric şi magnetic. Termenii prescurtaţi ,,energie electrică'' şi ,,energie magnetică'' nu sînt necesari cu atît mai mult cu cît în practică expresia prescurtată, ,,transportul de energie electrică'' se înţelege drept transport de energie electromagnetică.

2. In celelalte părţi ale proiectului există cîteva lipsuri esenţiale. Există neconcordanţa şi neprecizia în definiţiile diferiţilor termeni, inconsecvenţă în ordinea expunerii lor, în definiţii, iar în unele cazuri se observă caracterul formal al definiţiilor.

In definiţiile termenilor 15, 16, 17 din partea a II-a este cuprinsă expresia neprecisă ,,neglijabilă'', fără nici o indicaţie concretă în raport cu ce anume mărime respectivă este neglijabilă.

Termenii 19, 20, 21, care se referă la densitatea sarcinii electrice, nu sînt definiţi clar. De exemplu termenul *densitatea superficială a sarcinii electrice în punctul considerat* (20) este definit în modul următor: ,,Mărimea scalară ce caracterizează repartiţia sarcinii electrice superficiale şi care este egală cu limita raportului dintre sarcina superficială şi suprafaţa stratului, în care această sarcină este concentrată cînd porţiunea considerată din stratul superficial tinde spre zero''. Totodată, *sarcina electrică superficială* este definită (16) drept sarcină electrică, repartizată în volumul unui strat de grosime neglijabilă''.

In termenul (20) există expresia ,,în punctul considerat'' iar în definiţie nu se aminteşte despre punctul considerat. Cuvîntul ,,scalară'' este de prisos în definiţie, deoarece raportul a două mărimi scalare este de asemenea o mărime scalară. Considerarea grosimii finite, oricît de mici, a stratului (16) contrazice noţiunea de densitate superficială (20). Dacă autorii au vrut prin aceasta să sublinieze faptul că sarcinile fizice sînt repartizate întotdeauna în volumul unui strat de grosime neglijabilă, însă finită, ar fi trebuit să precizeze că particulele fizice elementare încărcate nu umplu complet nici acest strat.

Examinarea macroscopică a stratului avînd sarcina repartizată compact înseamnă îndepărtare de la realitate. Trecerea la noţiunea repartizării superficiale a sarcinilor constituie una dintre abstracţiile utile pentru calculele practice, în care se presupune tocmai că sarcina este repartizată pe suprafaţă, adică într-un spaţiu cu două dimensiuni. Raţionamente amănunţite în legătură cu repartizarea fizică reală a sarcinilor se fac în cursuri iar nu în definiţii. Dacă există un strat de grosime finită, deşi mică, definiţia devine matematic inexactă deoarece cînd porţiunile suprafeţei tind spre zero, nu se înţelege care va fi configuraţia pe care o va căpăta elementul de volum al stratului, corespunzător acestei suprafeţe.

Nu se înţelege, ce sens are în definiţie cuvîntul ,,porţiune''. Examinarea acestui exemplu arată cîte neprecizii conţine numai definiţia unui singur termen. Cele expuse se referă de asemenea la termenii (19 şi 21).

3. In partea a III-a vom examina în primul rînd grupa de termeni *potenţial electric* (33), *diferenţă de potenţial electric* (34), *forţa electromotoare* (44) şi *tensiune electrică* (45). Trebuie să considerăm pozitiv faptul că forţa electromotoare şi tensiunea sînt definite cantitativ drept integrale de linie ale intensităţii corespunzătoare a cîmpului electric luate de-a lungul drumului dat. Din nefericire autorii proiectului nu au fost consecvenţi în această privinţă, definind astfel termenii *potenţial electric* şi *diferenţă de potenţial electric*. Pentru ultimul termen definiţia corespunzătoare este dată numai în paranteză.

Să mai examinăm cîţiva termeni din această parte: În definiţia termenului polarizare electrică (26) se confundă noţiunile substanţă şi corp. Definiţia dată în proiect nu este valabilă în cazul polarizării gazelor şi lichidelor. Mai corectă este definiţia dată în proiectul Institutului Politehnic din Leningrad.

Noţiunile *dielectric* (27) şi mediu conductor (36) trebuie atribuite numai la mediu nu şi la corp; în schimb noţiunile *izolator* (37) şi conductor (36), numai la corp nu şi la mediu.

Termenul *vectorului polarizării electrice* (28) trebuie înlocuit cu termenul polarizaţie. Vectorul nu este mărime fizică însăşi ci numai o reprezentare convenţională a ei. Din explicaţia dată în proiect, a rezultat că un vector este o mărime vectorială. Este mai corect să denumim acest termen *intensitate de polarizare a substanţei* sau mai bine prescurtat *polarizaţia substanţei*, definindu-l drept mărime vectorială etc. In legă-

*) In limba rusă, într-adevăr, aceasta se exprimă printr-un singur cuvînt ,,pomoiaşciesea'' care nu are corespondent în limba romînă, însă al cărui sens este cel dat (*n. trad.*).

tură cu aceasta vom menționa că în acest caz termenul este coordonat cu termenii 25, 30, 54—59, 72 și 83 în denumirile cărora nu există cuvîntul vector.

4. Un exemplu pregnant de inconsecvență, formalism și neprecizie, reprezintă grupa termenilor care se referă la noțiunea curent electric (partea a IV-a) și la proprietățile mediilor (partea a III-a) și a circuitelor (partea a V-a) care sînt în legătură cu această noțiune.

Termenul curent electric (48) are următoarea definiție în proiect: „Fenomenul de transport al particulelor încărcate, de variație în timp a cîmpului electric, de polarizare electrică a dielectricilor și al altor procedee electrice, însoțite de cîmp magnetic, (care excită un cîmp magnetic) și măsurat prin mărimea scalară egală cu integrala de suprafață a vectorului densității de curent luată de-a lungul suprafeței respective. *Observație*: mărimea scalară care măsoară curentul este denumită de obicei cu același termen (curent)".

Curentul electric este definit drept fenomenul... măsurat etc. Se poate măsura mărimea fizică ce caracterizează fenomenul însă nu și fenomenul însăși. O asemenea neînțelegere a apărut datorită dorinței autorilor de a evita menținerea termenului intensitatea curentului electric, pentru mărimea fizică ce caracterizează fenomenul curentului electric. Se poate conveni ca prin termenul curent electric să se înțeleagă atît fenomenul de mișcare a particulelor încărcate cît și mărimea fizică ce caracterizează acest fenomen la care pînă acum se referea termenul intensitatea curentului, în mod corespunzător trebuie însă formulată corect și definiția.

Cuvîntul „transportării" este mai bine să fie înlocuit prin cuvîntul „mișcării". In definiție era menționat un număr de prisos de curenți; de exemplu variația polarizării electrice a dielectricilor este de asemenea o mișcare a particulelor încărcate. Pe lîngă aceasta, indicația în legătură cu posibilitatea altor procese electrice este vagă. Definiția este astfel formulată încît expunerea „însoțită de cîmp magnetic" se referă numai la celelalte procese electrice care nu au fost enumerate, or cîmpul magnetic însoțește orice curent electric. Definiția este îngreunată de explicația suplimentară din paranteză care excită un cîmp magnetic";

Curentul electric (48) este definit în funcție de vectorul densității curentului, definit abia la punctul 59 și care natural, el însăși nu conține noțiunea de curent electric. Astfel acest lucru duce la un cerc vicios. Observația referitoare la definiția termenului curent electric (48) a apărut, probabil, datorită faptului că autorii și-au dat seama că definiția termenului nu este satisfăcătoare. Referitor la textul observației se poate menționa că nu este bine spus „mărime scalară care măsoară curentul", deoarece se măsoară tocmai această mărime scalară, iar nu fenomenul curentului și acesta este măsurat nu de mărimea scalară ci de experimentator, și anume cu ajutorul aparatelor corespunzătoare.

Astfel, chiar în definiția primului termen din grupa de termeni considerată există un număr de greșeli principiale. Aceleași lucru se referă și la ceilalți termeni din această grupă (49, 50, 51 etc.). De exemplu, *curentul electric de convecție* (51) cuprinde și noțiunea de *curent electric de conducție* (49), fapt explicat direct în articolul lui V. M. Lavrov (pag. 68). Această afirmație este contrazisă în definiția termenului densitatea curentului electric (59), care se consideră drept suma densităților curenților de conducție, de convecție și de deplasare. Independent de această contradicție, nu putem fi de acord cu definițiile adoptate în proiect ale noțiunilor *curent de convecție și curent de conducție*. Conform acestor definiții, fascicolul de electroni din oscilografuł catodic, sau din betatron, este un curent de conducție. In definiția curentului de conducție se poate cuprinde și cazul cînd în cîmpul electric se mișcă un singur electron. In acest caz însă această situație este incompatibilă cu definiția termenului conductanță electrică specifică (63). Aceasta din urmă este definită astfel: „Factor care stă pe lîngă vectorul intensității cîmpului electric rezultant în expresia vectorului densității curentului electric de conducție". In definiția dată nu se spune că aceasta este o mărime fizică ce caracterizează proprietatea substanței conductoare, după cum nu se pomenește nimic despre substanța conductoare nici în definițiile termenilor *curent de conducție* (49) și *densitatea curentului de conducție* (54). Raportarea însă a noțiunii de conductanță electrică specifică la un fascicol de electroni în vid, sau la un singur electron în mișcare, nu are sens. In general, definiția termenului conductanță electrică specifică este formală. Mai formală și mai puțin concretă este observația a doua referitoare la această definiție. Observația 1) este de prisos; ea cuprinde o trimitere la noțiunea de rezistență electrică specifică, iar în definiția acesteia (64) există o observație care curpinde o trimitere la noțiunea de conductanță electrică specifică (63).

In completare, la toate acestea trebuie să menționăm că termenul 63 nu este la locul lui. El este definit în partea a V-a „circuitul electric", or locul său este în partea a III-a „caracteristicile mediilor".

In grupa de termeni examinată sînt nesatisfăcătoare și inutil extinse definițiile noțiunilor densităților diferitelor feluri de curent electric. De exemplu, lungimea exagerată a definiției termenului *densitatea curentului electric de conducție* (54) datorită lipsei noțiunii de *cantitate de elasticitate* în sensul indicat mai înainte, a silit pe autorii proiectului să recurgă la o prescurtare, introducînd o mărime artificială, egală cu produsul dintre intervalul de timp și suprafață. Derivata a doua a sarcinii electrice, o dată în raport cu timpul (ceea ce dă curentul) și a doua oară în raport cu suprafața (ceea ce dă densitatea de curent), este înlocuită cu derivata întîia în raport cu produsul dintre intervalul de timp și suprafața. Același lucru se referă și la definiția termenului (56).

Astfel, fără a mai discuta celelalte inexactități cuprinse în definițiile termenilor din această grupă numai pe baza termenului examinat se poate ajunge la concluzia că întreaga această grupă de definiții este inadmisibilă în proiectul considerat.

5. In partea a VI-a în care sînt grupați termenii privind caracteristicile magnetice fundamentale ale mediilor și caracteristicile fundamentale ale cîmpului magnetic, există de asemenea un număr mare de inexactități și de neconcordanțe principiale, atît în termenii înșiși cît și în definițiile lor. Insăși denumirea părții nu este precisă, deoarece dacă eliminăm cuvîntul „mediilor" rezultă „caracteristicile fundamentale ale cîmpului magnetic". Deoarece examinarea tuturor inexactităților existente în această parte ar necesita prea mult spațiu, ne vom limita la analiza cîtorva exemple.

Autorii proiectului au definit direcția vectorului inducției magnetice (72) folosind acțiunea cîmpului asupra acului magnetic, iar valoarea inducției magnetice, folosind acțiunea cîmpului asupra elementului de curent. Ar fi natural să definească și direcția vectorului inducției magnetice folosind acțiunea cîmpului asupra elementului de curent, așa cum s-a procedat de exemplu în proiectul Institutului Politehnic din Leningrad.

In partea descriptivă a definiției este cuprinsă noțiunea „cîmp electric rațional", care, din motive necunoscute, nu este definit în proiect deși cîmpul electric potențial (denumit în proiect cîmp culombian) este definit în proiect.

Drept al doilea exemplu, vom examina definiția termenului (83) *intensitatea cîmpului magnetic*. Această mărime vectorială este definită drept diferența dintre vectorul inducției magnetice și magnetizarea. Magnetizarea (81) este însă definită drept stare a materiei și de aici rezultă diferența dintre vector și stare. Cele menționate constituie un exemplu de neatenție față de formă ceea ce se reflectă și în definițiile multor termeni.

Definiția termenului intensitatea cîmpului magnetic este dată în funcție de alegerea sistemului de unități, ceea ce în general, nu este admisibil, deoarece definiția în acest caz devine nedefinită, adică de fapt nu mai este o definiție. In partea descriptivă a definiției se spune că integrala de linie a intensității cîmpului magnetic, luată de-a lungul unui contor închis este proporțional cu suma curenților microscopici etc. pe cînd în definiția termenului (80), *forța de magnetizare*, se precizează că această integrală este proporțională cu suma algebrică a curenților etc. Ar fi trebuit să se respecte mai mult uniformitatea. Pe lîngă aceasta, nu se poate considera adecvat cuvîntul „macroscopice", deoarece esența nu stă în faptul că se examinează curentul din punct de vedere macroscopic (doar se poate lua integrala liniară a intensității cîmpului magnetic și în jurul unui electron liber în mișcare) ci în faptul că nu se examinează curenții elementari care determină starea de magnetizare a substanței (rotația electronilor din atomi în jurul orbitelor lor și axelor electronilor).

Inafară de cele expuse mai putem observa că în definiţia termenului (80) este folosit termenul „intensitatea cîmpului magnetic" care este definit abia la punctul 83.

Corespunzător celor menţionate mai înainte în legătură cu termenul *vectorul polarizării electrice* (28) nu este satisfăcător nici termenul *vectorul magnetizării* (82). Acest termen trebuie înlocuit prin *intensitatea de magnetizare a substanţei* sau cu un termen mai scurt *magnetizaţia substanţei*. Pentru caracterizarea stării *) magnetice a substanţei se poate folosi termenul *magnetizarea substanţei* (de exemplu curbele de magnetizare), iar pentru caracterizarea **) procesului prin care substanţa, în volumul considerat, capătă momentul magnetic se poate folosi termenul „magnetizarea substanţei".

6. Proiectul se încheie cu părţile a VII-a şi a X-a, care se referă la circuitele electrice de curent alternativ. Aici nu este reuşită definiţia termenului *schemă echivalentă* (schemă de înlocuire) drept circuit electric a cărui rezistenţă este echivalentă cu rezistenţa circuitului respectiv. O asemenea definiţie nu cuprinde, de exemplu, schemele de înlocuire a cuadripolilor în particular schema echivalentă transformatorului etc. Grupa de termeni 158 — 162 care se referă la fenomenul de rezonanţă, întîmpină obiecţii serioase. Definiţia termenului *rezonanţă* cuprinde termenul *circuit oscilant*, care nu este definit nicăieri. In general, rezonanţa se poate produce într-un circuit foarte complex şi nu numai într-un circuit oscilant simplu. Ceilalţi doi termeni, *rezonanţă serie* şi *rezonanţă în paralel*, trebuie eliminaţi, nefiind riguroşi. In definiţiile termenilor 159—160 este cuprins un termen neobişnuit, care nu se întîlneşte în nici un alt loc în proiect, „sursă de excitaţie". Nu este satisfăcătoare definiţia termenului *ferorezonanţă*. In cazul conectării în paralel a bobinei cu inductanţă avînd miez de oţel şi a unui condensator, curentul nu variază prin salt, dacă tensiunea aplicată variază lin. Expresia „miez de oţel" nu este potrivită, deoarece fenomenele de ferorezonanţă se produc şi în cazul cînd bobina are miezul din alte materiale feromagnetice.

Ne îndoim de necesitatea unei definiţii atît de complicate a sistemelor polifazate, cum este aceea cuprinsă în definiţiile termenilor 163—167, datorită introducerii în aceste definiţii a noţiunii, forţă electromotoare echivalentă care este complexă şi neclară. Asemenea complicaţie izolează definiţia, de practică.

Curentul electric pulsator (121) nu este definit corect. Această definiţie se potriveşte curbei curentului cu semiundă pozitivă foarte îngustă şi ascuţită şi curbei curentului cu semiunda negativă lată şi plată, care în nici un caz nu reprezintă curba curentului pulsator.

Din proiect trebuie eliminate punctele 118 şi 123 (curenţii neperiodici şi nesinusoidali), deoarece cuvintele care cuprind o negaţie nu pot fi utilizaţi drept termeni.

Termenul *putere aparentă* (132) trebuie înlocuit cu termenul *putere totală*, după cum termenul învechit „rezistenţă aparentă" a fost înlocuit cu termenul *rezistenţa totală*.

Termenul *componentele simetrice ale sistemului polifazat nesimetric* (175) nu este definit corect. Definiţia nu cuprinde componentele în care fazele se succed într-o ordine alternativă. Definiţia dată în proiect este valabilă numai pentru sistemul trifazat. Dacă proiectul se va limita la sistemele trifazate ar trebui modificat în mod corespunzător şi termenul însuşi.

Definiţia termenului important *procesul tranzitoriu în circuitul electric* (176) nu este reuşită : „Proces electromagnetic ce se produce în circuitul electric cînd : 1) variază rezistenţele, inductanţele şi capacităţile circuitului şi cînd 2)variază curenţii care curg în circuit şi tensiunile aplicate la bornele circuitului, sau la bornele diferitelor porţiuni ale acestuia". Orice maşină electrică funcţionează pe principiul variaţiei periodice a inductanţei mutuale, a inductanţei proprii sau a capacităţii. Conform definiţiei date, orice regim ale unei asemenea maşini, chiar regimul stabilizat, este un regim trazitoriu. In definiţie nu se precizează cum anume variază curenţii şi tensiunile. Definiţia duce la absurd, dacă presupunem, de exemplu, că tensiunea la bornele circuitului variază mult timp după legea sinusoidală.

Termenul *curent electric forţat*, (177) dacă ţinem seama de definiţia acestui curent în proiect, trebuie înlocuit prin *curent electric stabilizat* deoarece curentul forţat, în caz general, poate fi de asemenea un curent neperiodic şi neconstant, de exemplu, dacă la bornele circuitului a fost aplicată o tensiune care variază în timp după legea exponenţială.

In definiţia termenului *curent aperiodic liber* (181) există o inexactitate : cuvintele „care variază monoton în timp" trebuie înlocuite prin cuvintele „care variază în timp fără schimbarea semnului".

In termenul *decrementul logaritmic al amortizării* (186) precizarea „al amortizării" trebuie înlocuită prin „al oscilaţiei' deoarece cuvîntul decrement, tradus în limba rusă, înseamnă micşorare ; astfel rezultă „micşorarea amortizării", ceea ce este în contradicţie cu sensul noţiunii definite, pe cînd „micşorarea oscilaţiei" corespunde acestui sens.

7. La examinarea părţilor proiectului, expusă mai sus, au fost alese numai problemele cele mai importante. Proiectul are multe lipsuri mărunte care deseori pot avea caracter esenţial. Intre mulţi termeni şi definiţiile lor nu există concordanţă. De exemplu, *rezistenţa electrică* (62) este determinată drept proprietatea corpului de a transforma, la trecerea curentului, energia electrică în energie termică, iar *energia electrică* (12) este definită drept energia numai a cîmpului electric. Această neconcordanţă duce la o eroare mare, deoarece nu conductorul care posedă rezistenţă absoarbe energia cîmpului electromagnetic.

Se constată lipsa de sistematizare în multe definiţii ale termenilor. De exemplu, în definiţia termenului deplasare electrică (30) este folosită noţiunea *permeabilitatea electrică*, iar aceasta din urmă (31) este definită în funcţie de deplasare electrică (30). Definiţiile unor termeni cuprind expresia „se înmulţeşte cu un coeficient propriu, care depinde de alegerea sistemului de unităţi" (30, 83), ceea ce aduce o nedeterminare totală.

La unele definiţii se constată formalism. De exemplu, mărimile ce caracterizează proprietăţile fizice ale mediilor, *permeabilitatea electrică* (31), *permeabilitatea magnetică* (87), *permeabilitatea electrică specifică* (63) şi *rezistenţă electrică specifică* (64) sînt definite drept factori.

Printre termenii pe care nu-i recomandă proiectul există unii termeni utilizaţi pe scară largă, de exemplu : *susceptibilitate electrică*, *permeabilitate dielectrică*, *susceptibilitate magnetică*, fapt care este discutabil.

Toate observaţiile expuse mai sus duc la concluzia generală că proiectul necesită o refacere radicală.

Proiectul, precum şi cele menţionate în această notă, au fost dezbătute în Comisia de terminologie ştiinţifică a Facultăţii electromecanice de la Institutul politehnic „Kalinin" din Leningrad. In prezenta notă au fost luate în considerare observaţiile în legătură cu proiectul, făcute de membrii acestei comisii. Comisia Facultăţii electromecanice s-a asociat observaţiilor şi propunerilor expuse în nota de faţă, precum şi concluziei generale asupra proiectului.

După cum s-au menţionat, un fapt pozitiv este încheierea lucrărilor Comitetului de terminologie tehnică al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S., la o anumită etapă din activitatea sa în domeniul terminologiei electrotehnicii teoretice şi publicarea rezultatelor în vederea unor largi dezbateri.

Lucrări în domeniul terminologiei ştiinţifice se efectuiază de mulţi ani în multe din Institutele de învăţămînt superior şi în institutele ştiinţifice din diferite oraşe ale Uniunii Sovietice. Este cert, că numai cu considerarea părerilor şi observaţiilor critice ale tuturor grupelor şi persoanelor care lucrează în această direcţie, se va putea crea sistemul cel mai satisfăcător de termeni şi de definiţii ale acestora.

(Traducerea din revista „Electricestvo nr. 3/1954).

*) Vezi traducerea proiectului nr. 81, din *Electricitatea*, nr. 1/1953 *(n. trad.)*.

**) Vezi traducerea proiectului nr. 79 din aceeaşi revistă *(n. trad.)*.

Pentru îmbunătățirea activității revistelor tehnice A.S.I.T.

La Consiliul Central A.S.I.T. a avut loc o consfătuire cu conducerile revistelor tehnice A.S.I.T. Tov. ing. O. Rusu, prim secretar al Consiliului Central, a prezentat un referat cu privire la principalele probleme ale revistelor A.S.I.T. Au urmat discuții.

Prezentăm în cele ce urmează unele teze ridicate de referat și de discuțiile ce au fost purtate.

Ca urmare a condițiilor create de partidul și guvernul nostru — literatura tehnică și, o dată cu aceasta, revistele tehnice ASIT au luat în ultimii ani o importantă dezvoltare. Revistele tehnice editate de ASIT și ministerele industriale au făcut simțitoare progrese; ele s-au îmbunătățit prin tratarea problemelor la un nivel mai înalt; ele au fost mai legate de problemele concrete ale producției, publicînd articole menite să aducă o contribuție la rezolvarea problemelor tehnice din întreprinderi, la pătrunderea și generalizarea unor procedee înaintate de lucru în practica industrială, în proiectare și cercetare. A crescut numărul articolelor supuse luptei de opinii. La reviste, au colaborat un număr mai mare de specialiști decît în anii precedenți. Numărul autorilor din producție este în continuă creștere; s-au publicat numeroase articole scrise de colective. Astfel în cursul anului 1954, au fost primite în redacție un număr de 1395 articole din care s-au publicat 912 în 4900 pagini tipărite.

Comitetele de redacție au contribuit mult la îmbunătățirea și progresul revistelor, prin exigența sporită cu care au apreciat materialele publicate și prin măsurile luate pentru justa orientare a revistelor și mărirea numărului colaboratorilor.

Conținutul revistelor arată însă că nu toate comitetele de redacție au găsit soluțiile potrivite pentru a răspunde cerințelor economiei naționale și sugestiilor exprimate de cititorii revistelor.

Astfel, una din contribuțiile importante pe care o pot aduce revistele la ridicarea productivității muncii — cea mai importantă cerință a economiei naționale — este generalizarea experienței înaintate în ce privește îmbunătățirea metodelor de muncă, folosirea tehnicii, perfecționarea tehnologiei și organizarea producției. In producția socialistă, experiența înaintată constituie o uriașă avuție care folosită din plin devine o forță materială capabilă să ridice într-un ritm rapid nivelul de dezvoltare a producției. In țara noastră există toate condițiile pentru aplicarea pe scară largă a experienței înaintate, pentru ca ea să fie folosită sistematic și cu maximum de eficiență. Revistele tehnice au o îndatorire de seamă pentru ca acest vast material, extrem de prețios, să devină un bun al maselor.

Revistele noastre nu au reușit însă pînă în prezent să răspundă integral acestei meniri. Deși experiența practică a colectivelor fruntașe din toate ramurile de producție contribuie continuu la progresul tehnicii și organizării producției, ea este în foarte mică măsură cunoscută și popularizată prin reviste.

Din discuții a reieșit necesitatea imprimării în activitatea revistelor a unei politici specifice fiecărei ramuri de producție, care politică să ilustreze perfecta sudură ce trebuie să existe între activitatea revistei și problemele ramurii respective. Promovarea noului ca și combaterea practicilor învechite și a atitudinilor retrograde în activitatea de producție vor trebui să constituie obiective de seamă. Revistele ASIT vor trebui să oglindească într-o măsură mult mai mare decît pînă în prezent activitatea asociației, constituind un sprijin eficace în cunoașterea și generalizarea celor mai bune rezultate din această activitate.

Revistele sînt chemate să contribuie la progresul tehnicii, luptînd împotriva a tot ce este vechi în tehnică și în practica întreprinderilor industriale, împotriva rutinei și conservatorismului în mentalitatea cadrelor tehnice din toate domeniile de activitate. Consiliul Central ASIT a cerut comitetelor de redacție ale revistelor ca în acest scop să organizeze lupta de opinii în legătură cu problemele concrete ale producției și în legătură cu problemele teoretice și practice ale activității tehnico-inginerești. Este un merit al unor comitete de redacție că au deschis paginile revistelor luptei de opinii astfel că în cursul anului trecut au apărut discuții în reviste. Comitetele de redacție nu au stimulat însă în măsură suficientă apariția unor astfel de articole. Mai mult chiar, uneori, articolele de opinie sînt publicate într-un timp nejustificat de îndelungat.

De mare importanță este de asemenea modul în care revistele știu să răspundă cerințelor exprimate de cititori. Ele au datoria de a ajuta pe cititorii săi la rezolvarea problemelor pe care aceștia le au în producție, la ridicarea nivelului lor tehnico-științific, ținîndu-i la curent cu cele mai noi rezultate ale tehnicii de specialitate. Revistele tehnice vor trebui să lege mai temeinic problemele tehnice cu aspectul economic al problemelor dezbătute. Prin aceasta ele vor contribui la lichidarea unor concepții nejuste după care inginerii și tehnicienii trebuie să se intereseze numai de aspectul tehnic. O lipsă importantă a revistelor este aceea că, uneori, prin incompleta tratare a unor probleme articolele nu au eficacitatea dorită. Deseori materialele publicate sînt lipsite de concluziile practice și mai ales de concluziile tehnico-economice care pot stimula pe ingineri și tehnicieni de a aplica în producție unele procedee înaintate.

Revistele publică într-o măsură insuficientă încă rezultatele cercetărilor în unele ramuri ale industriei; cercetările tehnico-științifice au luat un mare avînt și cercetătorii din institute și din unele întreprinderi obțin rezultate care trebuie consemnate, pentru că ele constituie un aport la progresul general al tehnicii. De asemenea revistele consemnează în măsură foarte redusă realizările valoroase ale cadrelor tehnice din industrie. Ele nu au reușit să stimuleze pe ingineri și tehnicieni de a scrie despre realizările lor de seamă. Aci este resimțită și lipsa de orientare a unor comitete de filială și cercuri ASIT care nu au îndrumat pe inginerii și tehnicienii care au obținut rezultate valoroase să-și publice lucrările și concluziile experienței.

Este necesară de asemenea o operativitate sporită în activitatea colectivelor în scopul asigurării apariției în termen a publicațiilor.

Concluziile consfătuirii au arătat necesitatea unui contact mai strîns între autori și comitetele de redacție. S-a preconizat organizarea unor întîlniri cu cititorii în scopul dezbaterii conținutului revistelor.

Consfătuirea cu conducerile revistelor tehnice ASIT a constituit un prilej de analizare a lipsurilor existente și a realizărilor obținute, indicînd metode de muncă și mai bune în scopul ridicării nivelului acestor publicații la înălțimea rolului pe care îl au în progresul tehnic din țara noastră

Prima consfătuire pe țară în problemele de automatizări

621.3.078

Tehnica modernă se sprijină tot mai mult pe automatizarea pe scară largă a proceselor de producție. Atenția mereu crescîndă care se acordă automatizărilor este pe deplin justificată de rezultatele obținute: creșterea simțitoare a productivității muncii, îmbunătățirea calității produselor și totodată ușurarea condițiilor de muncă și mărirea securității muncii.

Diferite colective de cercetări de la noi din țară conștiente de importanța acestor factori în construirea socialismului, au lucrat deja în domeniul automatizărilor obținînd succese îmbucurătoare.

Ținînd seama de marea diversitate a problemelor de automatizări și de aspectul științific înalt al acestor probleme, s-a instituit Comisia de Automatizări de pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R. Pentru a coordona munca diferitelor colective și a iniția o legătură cît mai strînsă între inginerii, tehnicienii și oamenii de știință interesați în problemele de automatizare și pe de altă parte pentru a face cunoscut stadiul actual al problemelor de automatizare, Academia R.P.R. a organizat o consfătuire pe țară asupra problemelor de automatizări, consfătuire care a avut loc în zilele de 14, 15 și 16 mai 1955.

Dezbaterile au fost urmărite cu mult interes de marele număr de delegați de la diferite instituții și întreprinderi din Capitală și din provincie, care au participat la consfătuire.

*

Primul obiectiv al consfătuirii, acela de a informa cercurile largi de specialiști asupra stadiului actual al problemelor de automatizări, a fost realizat prin prezentarea unor referate în care s-au expus problemele principale ale automatizărilor, dîndu-se noțiunile de bază și arătîndu-se realizările mai importante din țara noastră în acest domeniu.

Intr-un referat introductiv, Acad. prof. I. S. Gheorghiu a prezentat în ansamblu problemele de automatizări insistînd asupra aspectelor comune și generale ale acestor probleme. S-a arătat că, în timp ce mecanizarea se reduce la înlocuirea parțială sau totală a muncii fizice a omului, automatizarea preia, parțial sau total, și rolul de conducere a mașinii de către om. Prin aceasta, reglajul devine mai exact și mai sigur, viteza de lucru a mașinilor crește și se poate menține în mod uniform regimul optim de lucru, ceea ce duce la creșterea randamentului agregatelor, la mărirea duratei lor de serviciu și la micșorarea consumului specific de materie primă, energie și combustibil. Ca urmare, productivitatea muncii crește iar calitatea și uniformitatea produselor se îmbunătățește. In același timp se eliberează cadre pentru munci mai calificate, devine posibilă telecomanda și se mărește securitatea muncii.

S-a arătat, că în țările capitaliste progresul automatizărilor este frînat de creșterea șomajului și de faptul că tipizarea elementelor de automatizare este împiedicată de tendința de a evita patentele, în timp ce în socialism, automatizările au rolul de a lichida deosebirea dintre munca fizică și munca intelectuală și de a contribui la ridicarea continuă a nivelului de trai al oamenilor muncii. S-a arătat rolul deosebit al oamenilor de știință dînd ca exemplu aportul adus de savanții sovietici în domeniul automatizărilor.

Arătîndu-se importanța automatizărilor în țara noastră în scopul construirii socialismului, s-au trecut în revistă realizările mai importante de la noi din țară, arătînd măsurile care s-au luat și urmează să se ia în scopul promovării automatizărilor.

In continuare, în referat, s-au dat cîteva dintre noțiunile teoretice de bază și s-a dat o clasificare a sistemelor de reglaj automat. S-au mai atins și alte probleme care însă au fost reluate mai pe larg în referatele care au urmat.

In continuare, tov. ing. I. Papadache a expus referatul *„Automatizarea proceselor de producție utilizînd relee și contactori"*. Acest referat a avut ca scop să facă cunoscute caracteristicile generale ale acestor sisteme de reglaj, avantajele și dezavantajele pe care le prezintă, precum și domeniile de aplicație.

Referentul a trecut în revistă elementele întrebuințate în aceste sisteme de automatizare începînd cu cel mai important dintre ele: releul. S-au definit caracteristicile principale ale releelor: coeficientul de revenire, coeficientul de siguranță, puterea de declanșare, puterea de comandă și timpul de declanșare dînd și date numerice asupra acestor caracteristici și arătînd cum se face alegerea elementelor în funcție de caracteristicile de exploatare date. S-au trecut în revistă diferitele tipuri de relee: electromagnetice, polarizate, magnetoelectrice, electronice, arătînd domeniul de aplicație al fiecărui tip. După relee au fost examinați contactorii, aparate pe același principiu de funcționare ca și releele electromagnetice, dar care acționează în circuitele de alimentare a dispozitivelor de execuție. Studiul elementelor s-a încheiat cu expunerea limitatorilor de cursă și a dispozitivelor de comandă cu program.

Trecînd la comparația dintre acest sistem de automatizare și sistemul cu comandă continuă, s-a arătat că automatizările cu contactori și relee au importante avantaje: sînt economice, permit centralizarea comenzilor, iar schemele sînt, în general, simple și ușor de înțeles. Pe de altă parte aceste sisteme prezintă și dezavantaje, mai ales în cazul puterilor mari, cînd timpul de răspuns poate deveni inadmisibil de mare iar volumul instalației poate deveni prea mare (ceea ce complică și dispozitivele de întreținere). Pe lîngă aceasta, dacă sarcina este variabilă în cadrul procesului tehnologic (ca în cazul mașinilor de extracție) automatizarea cu contactori și relee prezintă dezavantajul că nu utilizează în bune condiții puterea echipamentului.

Ca urmare s-au precizat domeniile de utilizare ale sistemelor de comandă cu relee și contactori arătînd că ele se folosesc acolo unde parametrii procesului tehnologic pot varia într-un domeniu destul de larg, sau în cazul în care acești parametri sînt stabili cu destulă precizie prin însăși natura procesului tehnologic astfel încît este suficient să se facă un control pentru ieșirea din limitele de siguranță ale utilajului. Ele se pot folosi la instalații pentru dirijarea trenurilor în stații și triaje, la centrale hidroelectrice de putere mică și mijlocie cu comandă locală sau telecomandă, la aparatele de încărcare și descărcare, la transporturi pe bandă, la aparatele de cîntărire-împachetare, la reglajele de temperatură, presiune, umiditate, nivel, debit etc.

Totodată s-a arătat că există cazuri în care automatizarea cu contactori și relee nu se pot aplica, de exemplu cînd gama în care trebuie reglat un parametru este foarte mare sau cînd procesul tehnologic necesită neapărat o legătură între doi parametri de tipul unei funcțiuni continue.

S-a atras atenția că, într-o primă etapă, cele mai multe dintre automatizările din R.P.R. vor fi de tipul cu relee și contactori.

A urmat referatul Acad. prof. Gr. Moisil intitulat *„Teoria algebrică a schemelor cu contacte și relee"* în care s-a făcut cunoscut stadiul actual de dezvoltare a metodelor de analiză și sinteză ale acestui tip de scheme. S-a arătat că, spre deosebire de problemele fizicei matematice, în care variabilele pot lua un număr infinit de valori, în studiul mecanismelor cu contacte și relee variabilele pot

lua numai un număr finit de valori (de cele mai multe ori numai două valori). Ca urmare, în timp ce în primul caz se foloseşte analiza infinitezimală sau extinderea ei, analiza funcională, în al doilea caz intervine aparatul matematic al algebrei abstracte. Faptul că elementele schemelor cu contacte şi relee sînt bivalente şi eventual, polivalente, a permis şcolii sovietice să lege studiul matematic al acestor scheme de logica matematică, respectiv de logicile polivalente. Pe această cale, Sestacov şi Gavrilov fac analiza şi sinteza schemelor în π (scheme dipolare în care toate conexiunile sînt făcute în seria sau în paralel) folosind cele trei operaţiuni fundamentale ale algebrelor booleene: reuniunea, intersecţia şi complementaritatea. Sestacov a mai introdus şi metoda dezvoltărilor diadice. Acad. Moisil a stabilit o nouă metodă, legînd calculul cu două elemente: 0 şi 1, de calculul congruenţelor de numere întregi şi a extins această metodă şi în cazul mai multor elemente introducînd imaginarele lui Galois.

S-au dat exemple de analiză, sinteză şi simplificare a schemelor şi s-a arătat stadiul în care se află metodele de analiză şi sinteză a schemelor în punte. Trecînd apoi la studiul schemelor în mai mulţi timpi s-a arătat că în aceste cazuri descrierea schemelor este dată de un sistem de ecuaţii de recurenţă. S-au examinat apoi schemele cu relee sau contacte speciale, arătînd cum se poate ţine seama de poziţiile intermediare ale contactelor şi de temporizare.

In sfîrşit, s-a făcut cunoscut stadiul cercetărilor, în ceea ce priveşte releele cu înfăşurări multiple, releele basculante, releele polarizate, schemele cu elemente ventil şi schemele cu contactori multipoziţionali arătînd aportul adus de şcoala sovietică precum şi aportul substanţial adus de cercetătorii din R.P.R. în acest domeniu.

„Sistemele de reglaj automat cu comandă continuă" au format titlul şi obiectul unui referat ţinut de prof. C. Vazaca care a avut scopul de a preciza noţiunile fundamentale, a face o clasificare a diferitelor sisteme de reglaj, a arăta problemele principale care se pun şi metodele de rezolvare şi de a arăta performanţele care se pot obţine cu sistemele de reglaj automat cu comandă continuă.

Referentul a început prin a relua comparaţia dintre sistemele cu comandă continuă şi cele cu comandă discontinuă amintind dezavantajele acestora din urmă: viteza de răspuns mică, sensibilitatea redusă şi inerţia mare a sistemului, volumul mare al instalaţiei atunci cînd cresc cerinţele impuse sistemului şi uzarea rapidă în cazul instalaţiilor mari. Ca urmare se răspîndesc din ce în ce mai mult sistemele cu comandă continuă, care sînt lipsite de aceste dezavantaje.

Trecînd la analizarea sistemelor cu comandă continuă, s-au precizat în primul rînd noţiunile de mărime de comandă, mărime comandată, mărime de intrare şi mărime de ieşire. S-au clasificat apoi sistemele în sisteme cu ciclu închis şi cu ciclu deschis, după cum mărimea de ieşire influenţează sau nu mărimea de intrare. In continuare s-a arătat că în cazul sistemelor cu ciclu deschis este necesară o etalonare precisă şi independentă de uzură şi de condiţiunile mediului ambiant, acest dezavantaj fiind consecinţa faptului că sistemul nu este sensibil la eroarea sa.

S-au definit apoi diferitele elemente ale servosistemelor: traductorul, detectorul de eroare, controlerul, organul de execuţie, circuitul de reacţie şi circuitele de corecţie. Se precizează noţiunea de sistem aservit (sistem urmăritor), ca reprezentînd un sistem care urmăreşte variaţia erorii şi tinde să o anuleze. S-a discutat problema deosebirii dintre noţiunea de servosistem şi noţiunea de regulator automat, considerînd că acesta din urmă este un caz particular de servosistem în care mărimea de intrare este constantă şi există o eroare staţionară.

Pe baza expresiei care leagă cuplul motor de eroarea sistemului, s-au clasificat servosistemele în servosisteme cu comandă proporţională, diferenţială şi integrală.

S-a atacat apoi problema analizei şi a sintezei servosistemelor arătînd metodele de analiză bazate pe un semnal de intrare de forma unei perturbaţii treaptă, de formă sinusoidală sau un semnal de formă oarecare şi s-au semnalat relaţiile care există între rezultatele acestor metode de analiză. S-a atras atenţia asupra importanţei unor caracteristici ca: jocurile (intervalele moarte), frecările statice, blocările, neliniaritatea amplificatoarelor etc. care fac ca un sistem automat să fie în realitate neliniar iar liniarizarea să reprezinte numai o primă aproximaţie. Referatul a mai atins problemele stabilităţii şi a reţelelor de corecţie şi de stabilizare.

Referatul tov. conf. D. Damsker intitulat *„Automatizarea separată şi complexă* (în ansamblu) *a mecanismelor tehnologice"* a avut ca obiect expunerea mijloacelor prin care se obţine mişcarea automată a mecanismelor. In primul rînd s-au precizat noţiunile de mecanizare, acţionare şi automatizare arătînd legătura dintre acestea. Referatul a tratat separat automatizarea individuală şi automatizarea complexă (în ansamblu). In privinţa automatizării individuale, care constă în automatizarea cinematicei fiecărui mecanism în parte, s-au trecut în revistă diferitele metode de automatizare de la cele mai simple pînă la cele mai complexe: automatizarea cu contactori şi relee cu ciclu deschis, sisteme de comandă continuă cu ciclu deschis, sisteme cu acţiunea intermitentă şi ciclu închis, sisteme cu comandă continuă şi ciclu închis. S-au expus metodele de automatizare a proceselor tranzitorii mecanice (pornirea, frînarea, reversarea) în ordinea complexităţii lor, analizînd apoi şi mecanismele care funcţionează în regimuri dinamice permanente.

S-au făcut consideraţii asupra metodelor de calcul al sistemelor cu comandă continuă şi ciclu închis arătînd că metodele de proiectare a acestor instalaţii nu sînt încă suficient de precise şi de comode. Făcînd o comparaţie între diferitele metode de automatizare individuală s-a ajuns la concluzia că sistemele cu comandă continuă şi ciclu închis sînt superioare din punctul de vedere al timpului de răspuns şi al calităţii reglajului şi pe lîngă aceasta permit să se obţină caracteristici mecanice care prin alte metode nu se pot obţine (de exemplu caracteristica de excavator).

Trecînd la automatizarea complexă, care constă în automatizarea ansamblelor de mecanisme ce formează o unitate organică de producţie, s-au semnalat problemele principale care se ridică, arătînd că soluţionarea acestor probleme se face în funcţie de natura materialelor care intră în circulaţie în fluxul tehnologic. S-au examinat pe rînd: circulaţia fluidelor, circulaţia materialelor în formă de pulberi şi bulgări, circulaţia materialelor în formă de bucăţi identice între ele şi în sfîrşit, circulaţia benzilor şi firelor sau a barelor foarte lungi, arătînd problemele comune care se pun pentru fiecare din aceste grupe. Referatul a fost bogat în exemple luate din industria grea, industria extractivă şi industria hîrtiei, conţinînd în cea mai mare parte realizări de la noi din ţară.

Referatul tov. conf. Stere Roman intitulat: *„Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice"* s-a ocupat de metodele electrice şi electronice de măsurare a diferitelor mărimi fizice care caracterizează mersul procesului de fabricaţie. După ce s-a arătat locul dispozitivului de măsurare în instalaţiile de automatizare şi s-au definit sistemele automate de măsurare, control şi sortare, s-au analizat sistemele de măsurare electrică a mărimilor neelectrice explicînd funcţionarea diferitelor elemente componente ale unui asemenea sistem. S-au studiat apoi traductorii electrici care servesc la transformarea mărimilor neelectrice de măsurat în mărimi electrice, clasificînd aceşti traductori şi dînd principiile de funcţionare, caracteristicile principale şi domeniile de aplicaţii. S-au prezentat totodată şi circuitele electrice de măsurare care se folosesc împreună cu traductorii: cu echilibrarea normală, automată şi neechilibrate arătînd particularităţile şi limitele de precizie. Foarte pe scurt au fost prezentate şi celelalte elemente ale sistemelor de măsurare (amplificatoarele, detactoarele şi indicatoarele). In încheiere,

s-au prezentat două exemple de aparate electrice pentru măsurarea mărimilor neelectrice: un umidimetru electronic, bazat pe variaţia constantei dielectrice cu umiditatea, pentru măsurarea umidităţii textilelor, aparat realizat la Institutul de Fizică al Academiei R.P.R. şi o instalaţie electronică pentru măsurarea şi sortarea bilelor de rulment.

Colectivul format din conf. Sergiu Călin, conf. Cornel Penescu, conf. Călin Mihăileanu şi ing. A. Moraru a prezentat referatul *„Automatizări în sistemele energetice"*. In acest referat s-au analizat, în primul rînd, automatizările de ansamblu: reglarea automată a frecvenţei şi a puterii active (automatizare cu ciclu închis) şi descărcarea automată la suprasarcină (automatizare cu ciclu deschis). In continuare s-au expus automatizările de zonă: reglarea automată a tensiunii şi a puterii reactive (ciclu închis) şi forţarea excitaţiei (ciclu deschis). Apoi s-au expus automatizările locale: anclanşarea automată a rezervei, reanclanşarea automată rapidă şi sincronizarea automată. S-a analizat situaţia de la noi din ţară şi s-au făcut propuneri pentru dezvoltarea lucrărilor de automatizare a sistemelor energetice. In concluzie, s-a arătat că în prezent automatizarea sistemelor energetice la noi în ţară este insuficientă. Este necesar un plan general pe ţară precum şi iniţierea unor lucrări de cercetare ştiinţifică în domeniul automatizărilor sistemelor energetice. S-a arătat că trebuie să se treacă de urgenţă la proiectarea şi introducerea dispozitivelor de reanclanşare automată trifazată şi anclanşarea automată a rezervei şi că trebuie să se introducă reglarea automată a frecvenţei şi a puterii reactive.

Ing. E. Bugaevski a prezentat referatul: *„Procedee de automatizare pe cale mecanică"* care a avut ca scop trecerea în revistă a metodelor de automatizare pe cale mecanică. In referat s-a stabilit o clasificare generală a principalelor construcţii de acest fel şi s-au dat indicaţii pentru alegerea sistemului mecanic în diferitele situaţii concrete. S-au tratat mai întîi problemele de automatizare în general, făcînd o clasificare a aparatajului şi a construcţiilor tipice. S-au descris elementele şi complexele mecanice arătînd locul unde se utilizează, caracteristicile lor, condiţiile de execuţie şi de lucru. In concluzie s-a arătat că sistemele de automatizare pe cale mecanică prezintă o serie de avantaje ca: simplitate, siguranţă şi precizie de funcţionare, întreţinere simplă, durabilitate, supraveghere uşoară etc. dar prezintă şi o serie de dezavantaje: telecomanda este dificilă, există frecări şi inerţia pieselor, apare necesitatea unei mecanici de precizie, protecţia muncii este mai dificilă etc. Domeniul de aplicaţie al acestor automatizări constă în primul rînd în construcţia de agregate şi maşini prelucrătoare. In general aproape toate operaţiile de prelucrare mecanică sînt automatizate, organele de comandă trebuind să fie adaptate pentru fiecare caz în parte, iar soluţiile constructive diferind de la o maşină la alta. Un alt domeniu în care aceste automatizări sînt introduse, deşi pe o scară mai redusă, îl formează instalaţiile industriale, în care caz construcţia mecanică apare sub forma de aparate cu destinaţie unilaterală (măsurare, comandă sau reglaj al unui anumit parametru). In acest caz se pot realiza construcţii tip, ceea ce face să fie posibilă aproape întotdeauna adaptarea elementelor de automatizare pe construcţiile existente în timp ce în cazul maşinilor se ajunge la construcţii noi, iar procesul tehnologic poate fi cu greu modificat conform unor cerinţe ulterioare. Referatul mai analizează situaţia existentă şi face propuneri pentru viitor.

Ing. M. Steru a ţinut referatul *„Construirea în R.P.R. a elementelor şi instalaţiilor de automatizare"* în care a arătat necesitatea construirii în ţară a elementelor şi instalaţiilor de automatizare şi a examinat posibilităţile de a dezvolta construcţia acestor elemente şi instalaţii în R.P.R. Analizînd situaţia actuală s-a arătat că în diferite întreprinderi şi instituţii s-au făcut unele realizări în această privinţă, dar că aceste realizări sînt încă cu totul insuficiente. S-a accentuat că în viitor automatizările nu se vor putea dezvolta fără studierea şi fabricarea în ţară a elementelor componente.

S-au indicat o serie de elemente care ar trebui construite într-o primă urgenţă şi s-au semnalat dificultăţile constructive pe care le implică aceste elemente, descriind din punct de vedere constructiv cîteva din elementele propuse spre fabricare. S-a insistat asupra necesităţii de a forma cadre de specialişti cu pregătire medie şi superioară în domeniul automatizărilor pentru studiu, fabricare, proiectare, instalare, întreţinere şi exploatare şi s-au făcut o serie de propuneri în ceea ce priveşte măsurile care trebuie luate pentru a asigura dezvoltarea automatizărilor.

După fiecare referat s-au dat răspunsuri la întrebările puse de participanţi.

Date fiind obiectivele consfătuirii, referatele au avut un caracter informativ şi nu au cuprins descrieri amănunţite şi nici analize detaliate; în schimb ele au cuprins un volum considerabil de informaţii.

*

Al doilea obiectiv al consfătuirii a fost să se stabilească care sînt măsurile care trebuie luate pentru a asigura dezvoltarea automatizărilor la noi în ţară.

La realizarea acestui obiectiv au contribuit în mare măsură discuţiile care au avut loc în cadrul consfătuirii. Diferiţii vorbitori au ridicat problema organizării unei strînse legături între Comisia de Automatizări şi producţie. S-a scos în evidenţă diversitatea mare de probleme aducînd unele completări referatelor şi arătînd diferite cercetări şi realizări din ţara noastră în domeniul automatizărilor.

S-a semnalat insuficienta dezvoltare pe care o au automatizările la noi în ţară în momentul de faţă, precum şi necesitatea dezvoltării lor cu paşi repezi în special în cel de al doilea cincinal.

S-a insistat asupra necesităţii creerii unui Institut special pentru Automatizări. Unii vorbitori au semnalat diferite procese tehnologice care ar trebui să fie automatizate (de exemplu în industria lemnului) şi s-a atras atenţia asupra însemnătăţii publicaţiilor în probleme de automatizări.

In concluziile care s-au format în cursul consfătuirii s-a ţinut seama de toate aceste propuneri, aducîndu-se precizări asupra sarcinii Comisiei de Automatizări de a îndruma, coordona şi controla cercetările studiile, proiectările şi realizările în domeniul automatizărilor. Totodată s-au consumat o serie de măsuri care urmează să fie luate. Se va înfiinţa un centru de documentare aparţinînd Comisiei, iar în revistele existente se va rezerva spaţiu tipografic pentru problemele de automatizare. Se vor efectua studii pentru terminologia, tipizarea şi standardizarea schemelor şi elementelor, organizîndu-se şi un atelier de prototipuri şi produse finite. Se vor înfiinţa brigăzi mixte pentru studierea posibilităţilor de automatizare în fiecare sector. Se va da atenţie formării cadrelor tehnice superioare şi medii, necesare în proiectare şi exploatare. In următorii 2—3 ani se va construi şi utila Institutul de Automatizări şi Tehnica Măsurătorilor al Academiei R.P.R.

Aceste măsuri deschid perspectiva ca, în etapa imediat următoare, prin activitatea coordonată a unui mare număr de tehnicieni, ingineri şi oameni de ştiinţă să se obţină o dezvoltare rapidă a automatizărilor în economia naţională. Faptul că la consfătuire au participat şi matematicieni de seamă, ne îndreptăţeşte să sperăm că în acest domeniu von înregistra o colaborare mai strînsă între ingineri şi matematicieni. Cîmpul larg de activitate care se deschide în faţa noastră ridică necesitatea ca un număr cît mai mare de specialişti din ramuri diferite, să aibă ca preocupare principală problemele de automatizare. In această privinţă, unul dintre principalele merite ale consfătuirii este acela de a fi semnalat problemele cele mai importante, arătînd totodată direcţia în care trebuie cuncentrate eforturile.

Ing. **M. Popov**

BIBLIOGRAFIE

621.3: 622

M. I. OZERNOI: **Electrotehnica minieră**. (trad. din l. rusă) Editura energetică de stat, 1954.

Mecanizarea proceselor de muncă, în special a celor grele şi cu volum mare de muncă, reprezintă una din cele mai eficace căi pentru realizarea unei producţii mari şi a unei productivităţi ridicate. Acest lucru este, în special, valabil pentru industria extractivă, unde, prin excelenţă, munca cere un volum deosebit de mare, necesită eforturi fizice din partea muncitorilor şi se efectuiază de multe ori în condiţii nefavorabile (praf, umezeală, căldură, spaţiu limitat etc.).

Din acest motiv, mecanizarea industriei miniere a format obiectul unei preocupări deosebite în toate ţările cu industrie dezvoltată. Totuşi problema nu a putut fi just rezolvată decît în U.R.S.S.,iar în ultimul timp, şi în ţările de democraţie populară. Intr-adevăr, în ţările capitaliste se renunţă la mijloacele tehnice dacă munca manuală aduce beneficii mai mari, ceea ce se întîmplă adesea, datorită existenţei armatei de şomeri. Drept consecinţă, deşi pînă la Marea Revoluţie Socialistă din Octombrie industria minieră din Rusia era aproape complet lipsită de mecanizare, industria minieră din U.R.S.S. a depăşit de mult industria minieră din principalele ţări capitaliste, din punct de vedere al nivelului de mecanizare ; încă din anul 1948, aceste nivele erau următoarele[1]) : U.R.S.S. — 96,8 % ; Germania — 85 % ; S. U. A. — 84,2 % ; Franţa — 76 % ; Anglia — 65 %.

Mecanizarea maşinilor miniere s-a făcut, la început, cu ajutorul aburului (pentru maşinile de la suprafaţă) cum şi cu ajutorul aerului comprimat (în subteran). Cu toate că aerul comprimat este avantajos din unele puncte de vedere, iar energia electrică poate provoca explozii în minele cu emanaţii de gaz metan şi praf de cărbune, în prezent mecanizarea în industria minieră se face aproape exclusiv cu ajutorul energiei electrice. Această concluzie se deduce din faptul că indicele maşinilor de lucru electrificate este aproape egal cu indicele de mecanizare. Pentru diferite ţări indicele maşinilor electrificate avea valorile[2]) : U.R.S.S. — 0,94 ; S.U.A. — 0,82 ; Anglia — 0,48.

Faţă de răspîndirea pe care o are energia electrică în exploatările miniere, în acest domeniu se pun numeroase probleme specifice :

— construirea unor materiale, aparate şi maşini corespunzătoare condiţiilor de exploatare minieră ;

— găsirea unor metode cît mai economice de distribuţie a energiei electrice în exploatările miniere ;

— introducerea pe scară din ce în ce mai largă a comenzilor de la distanţă şi a automatizărilor diferitelor procese.

Pentru rezolvarea acestor probleme, în U.R.S.S. există o întinsă reţea de institute de cercetări şi de institute de învăţămînt superior. Electrotehnica a căpătat o nouă ramură de specialitate, electrotehnica minieră.

Incepînd din anul 1893 s-a introdus electrotehnica în învăţămîntul minier superior, iar cu începere din 1921 s-au înfiinţat mai multe facultăţi de ingineri electromecanici minieri. Se publică numeroase lucrări de specialitate, la un nivel foarte ridicat.

*

Intre lucrările de electrotehnică minieră apărute în U.R.S.S, se enumeră şi „Electrotehnica Minieră" a lui M. I. Ozernoi, destinată ca manual didactic pentru studenţii facultăţilor de „Exploatare minieră".

Lucrarea conţine şapte părţi şi 28 capitole, rezumate mai jos :

Partea I-a, *„Particularităţile electrificării întreprinderilor miniere"* are următoarele capitole :

Cap. 1. *Particularităţile alimentării cu energie electrică şi ale exploatării instalaţiilor electrice miniere.* Se subliniază, în special, asigurarea continuităţii alimentării cu energie, deoarece de acest factor depinde continuitatea funcţionării industriei metalurgice (mine care produc cărbune cocsificabil) evacuarea apelor şi aerajul. Problema se rezolvă prin interconectarea centralelor şi staţiilor (raionale sau miniere) sau prin alimentarea minei prin linie dublă. Se subliniază, de asemenea, tendinţa de a apropia tensiunea de transport de 35 kV cît mai mult faţă de mină cum şi tendinţa de înlocuire a tensiunii de 6kV prin cea de 10 kV urmînd ca motoarele mari să fie alimentate la 3 kV (nu la 6 kV ca în prezent).

Cap. II. *Pericolele de electrocutare şi mijloacele pentru evitarea lor.* Se analizează problema legării neutrului la pămînt sau a izolării neutrului ; se arată că ambele sisteme au avantaje şi dezavantaje şi se subliniază că regulamentele miniere în vigoare interzic utilizarea sistemului cu neutru legat la pămînt. Se analizează problema punerii la pămînt a pieselor care în mod normal nu sînt sub tensiune şi construcţia reţelei de punere la pămînt ; sezisarea punerii unei faze la pămînt, avînd în vedere că în reţelele cu neutrul izolat punerea unei faze la pămînt nu duce la scurtcircuit şi la declanşarea întrerupătoarelor, în schimb pericolul de electrocutare creşte prin faptul că tensiunea între celelalte faze şi pămînt devine egală cu tensiunea de linie.

Cap. III. *Pericolele curentului electric din punct de vedere al incendiilor şi mijloacele pentru înlăturarea lor.* Pericolul de incendiu este deosebit de mare în minele de cărbuni. Pericolul incendiului produs de suprasarcini se poate elimina printr-o protecţie corespunzătoare. Rămîne însă pericolul incendiului produs de contacte proaste, care nu poate fi eliminat decît prin buna execuţie a contactelor. Se analizează şi alte surse de incendiu, ca de exemplu : aparate cu ulei (prin degajare de hidrogen care formează un amestec foarte exploziv), acoperirea lămpilor electrice cu praf de cărbune (cu avantajul introducerii luminii reci). Infine, se subliniază evitarea propagării incendiilor folosind cabluri flexibile cu izolaţii de cauciuc neinflamabil şi cabluri armate fără înveliş de iută.

Cap. IV. *Pericolele de aprindere a gazului de mină din cauza curentului electric şi mijloacele de prevenire a acestora.* Se analizează condiţiile în care are loc explozia gazului de mină şi se subliniază lucrările cercetătorilor sovietici care au adus multă claritate în explicarea acestui fenomen ; se descriu diferite construcţii miniere şi se subliniază mijloacele speciale pentru micşorarea puterii scînteilor electrice prin şuntarea inductanţelor cu rezistenţe ohmice sau redresori.

Partea II-a. *„Aparatajul minier de comandă şi protecţie"* conţine cinci capitole în care se dau noţiuni elementare asupra aparatajului : siguranţe fuzibile, relee de curent maxim şi de tensiune nulă, relee termice, întreruptoare de joasă şi înaltă tensiune, separatoare, reactoare, descărcătoare etc.

Se insistă asupra unor probleme specifice miniere :

— relee termice montate pe bobinajul maşinilor, pentru a fi influenţate direct de temperatura bobinajului ; folosirea lor este, în deosebi, raţională cînd maşinile au două motoare legate la reţea printr-un singur întrerupător, iar datorită acestui fapt protecţia termică a întrerupătorului nu poate fi folosită pentru evitarea supraîncărcării fiecărui motor aparte (cazul combinei Donbass) ;

— folosirea schemelor de comandă la distanţă pentru controlul continuităţii punerii la pămînt, prin introducerea conductorului de punere la pămînt în circuitul de comandă şi evitarea închiderii accidentale a circuitelor de comandă ;

— descrierea aparatajului specific minier (pornitoare manuale şi magnetice) cu blocaje pentru evitarea manevrelor greşite ; aceste pornitoare conţin în aceeaşi carcasă contactorul, separatorul şi protecţia astfel încît se simplifică montajul şi se reduce spaţiul necesar montajului ; în plus sînt prevăzute cu cutii speciale de borne care pot fi legate în serie şi formează astfel tablouri de distribuţie, fără a folosi materiale speciale pentru tablouri.

Partea III-a. *„Principiile iluminatului electric minier"* conţine patru capitole. Se arată că un iluminat raţional

---

[1]) După S. A. Volotkovski: *Rudnicinaia electrovoznaia tiaga*, Moscova, 1950.

[2]) In jurul anului 1937

mărește productivitatea muncii cu 15—25%. Se dau noțiuni asupra mărimilor din tehnica iluminatului (flux, iluminare, strălucire etc.) și se descriu mijloacele de iluminare; lămpi cu incandescență, lămpi cu descărcări în gaze, lămpi cu luminiscență și se subliniază că lămpile cu luminiscență sînt de 3—3,5 ori mai economice decît lămpile cu incandescență. Se descriu corpurile de iluminat în construcția minieră și se dau metode de proiectare.

Partea IV-a. *„Echipamentul electric și alimentarea cu energie electrică a exploatărilor miniere subterane"* are următoarele capitole:

Cap. XIV. *Echipamentul electric al mașinilor din abataje.* Se arată că mașinile miniere lucrează în condiții grele; în special se impun condiții de gabarit și se cere un cuplu de pornire mare. Se dau construcțiile îmbunătățite din acest punct de vedere, modul de instalare și comanda a diferite mașini, haveze, combine, perforatoare etc.

Cap. XV. *Echipamentul electric al mașinilor de transportat și de încărcat.* Se insistă, în special, asupra coordonării funcționării transportoarelor și comanda centralizată a liniilor de transportoare; menționăm că asemenea mijloace reduc în mod simțitor personalul de manevră și micșorează numărul de accidente produse prin manevre greșite.

Cap. XVI. *Distribuția energiei electrice în cadrul exploatărilor subterane.* Se analizează problema tensiunilor necesare în diferite puncte ale exploatării. In legătură cu faptul că în rețelele de joasă tensiune se întîlnește atît tensiunea de 220V cît și cea de 380 V se subliniază necesitatea generalizării tensiunii de 380 V. In legătură cu sporirea puterii unor mașini miniere se constată că în anumite cazuri ar fi avantajoasă tensiunea de 660 V; problema este încă în studiu.

Se dau principiile pentru alimentarea cu energie a minelor adînci și a celor puțin adînci (sub 100—150 m); la ultimele, calculul tehnico-economic poate dovedi că devine avantajoasă scoaterea din subteran a rețelei de înaltă tensiune (6 kV) și alimentarea sectoarelor în joasă tensiune, prin puțuri forate la fiecare sector, de la stații de transformare montate la suprafață.

Se dau principiile pentru determinarea puterii posturilor de transformare și de calcul a rețelei de cabluri de joasă tensiune; din cauza condițiilor grele de pornire a mașinilor miniere se impune în plus (față de rețelele normale) verificarea secțiunii în condițiile pornirii celui mai mare motor în scurtcircuit din rețea.

Cap. XVII. *Indicii principali ai instalațiilor electrice miniere și procedeele de îmbunătățire a lor.* Se studiază problema factorului de putere, consecințele unui factor de putere scăzut și principalele mijloace de îmbunătățire (mărirea sarcinii motoarelor insuficient încărcate, trecerea de la conexiunea triunghi la conexiune stea, utilizarea de preferință a motoarelor asincrone în scurtcircuit sau a motoarelor sincrone, instalarea de compensatori sincroni, motoare asincrone sincronizate, sau condensatoare statice). Se analizează problema tarifării energiei electrice, care, după cum se știe, în U.R.S.S. se bazează pe două principii:

— tarif binominal (în două tranșe) după puterea instalată (pentru compensarea cheltuielilor de investiții în sistem) și după energia consumată (pentru compensarea cheltuielilor de exploatare);

— consumatorilor cu factor de putere peste 0,75 li se aplică reduceri pînă la 20% iar celor cu factor de putere sub 0,75 li se aplică sporuri progresive care la un factor de putere 0,4 atinge 175%.

Se analizează apoi problema normelor specifice de consum de energie electrică.

Cap. XVIII și XIX se ocupă de problema construirii stațiilor și posturilor subterane de transformare cum și de construcția rețelelor subterane.

Partea V-a. *„Echipamentul electric și distribuția energiei electrice în exploatările miniere la zi"* conține trei capitole. Se dă o descriere aproape completă a excavatoarelor cu motoare de curent alternativ și continuu, arătîndu-se pe scurt, rolul generatoarelor cu trei înfășurări, folosirea amplidinei ca mijloc de reglaj, caracteristicile de acționare electrică a fiecărui mecanism de pe excavator, alimentarea cu energie a excavatoarelor. Se descrie, de asemenea, echipamentul podurilor de transport la haldă (numărul de motoare pe asemenea poduri ajunge la 50—70 bucăți), mașini de forat, compresoare etc.

Se analizează problema destribuției energiei în aceste exploatări și se dau scheme corespunzătoare și se arată construcția posturilor, punctelor de conectare etc.

Se dau principiile de determinare a puterii posturilor și calculul rețelei de înaltă tensiune.

Partea VI-a. *„Echipamentul electric și alimentarea cu energie electrică a dragelor"* conține două capitole în care se descriu dragele folosite la exploatarea zăcămintelor aluvionare, prin care se asigură în prezent cea mai mare parte a producției de aur, platină și staniu; se descrie și se dă metoda de calcul a liniei de alimentare cu energie.

Partea VII-a. *„Principiile semnalizării și ale comunicațiilor miniere"* conține patru capitole. Se descriu aparatele de semnalizare, se dau scheme de semnalizare la puț și semnalizare de transport; se descriu aparatele telefonice; de remarcat telefonul fără baterie (fără scîntei) elaborat de VUGI (Institutul unional de mine de cărbuni).

*

Deoarece nu se adresează celor cu specialitatea electrotehnică minieră, cartea nu tratează unele probleme de mai adîncă specialitate, cum ar fi: calculul rețelelor de înaltă tensiune din mină, tracțiunea electrică, mașina de extracție și, în general, nu se ocupă de problema acționărilor (pompe, compresoare etc.).

Cartea analizează complet aspectele exploatării utilajului electric minier și este de un real folos pentru cei care lucrează în industria noastră minieră.

Expunerea, în general, clară și corectă. Semnalizăm doar interpretarea eronată a funcționării releelor termice (pag. 72), afirmîndu-se că aceste relee acționează funcție de produsul I^2t (unde I este curentul prin releu iar t este timpul) ceea ce este exact numai în ipoteza releului perfect izolat față de mediul exterior. Este evident că dacă releele termice ar acționa funcție de produsul I^2t, ele ar acționa, după un timp mai mult sau mai puțin lung, chiar la curentul de mers în gol. De asemenea considerăm că verificarea rețelei în condiții de pornire (pag. 288) ar fi trebuit explicată printr-un exemplu, deoarece aplicarea teoriei nu este deloc simplă; întîlnindu-se unele interpretări eronate.

Nu se indică pentru ce tensiune este valabilă diagrama din fig. 18.

Unele figuri sînt lipsite de claritate; astfel pe fig. 19c trebuie inversată polaritatea sursei; fig. 31 are cîteva linii suplimentare care o fac de neînțeles; fig. 84 nu dă o imagine exactă a separatorului.

Traducerea efectuată de Editura Energetică de Stat, bună.

Ing. **M. D. Popa**

REVISTA „ELECTROTEHNICA". organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. și al Ministerului Energiei Electrice și Industriei Electrotehnice * Redacția: București. str. Ioan Ghica nr. 3. Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon: 3.57.28 și 3.07.30 * Administrația și Casieria: Calea Victoriei nr. 118, Raionul I. V. Stalin * Revista este editată de „EDITURA ENERGETICĂ DE STAT", B-dul General Magheru nr. 33, Telefon: 5.44.70/155 Abonamentele se primesc la toate oficiile poștale de la orașe și sate, prin factorii poștali la secțiile raionale de Difuzare a Presei și la *sediul Redacției din str. Ioan Ghica nr. 3* * Tarif pentru întreprinderi: lei 96 anual; Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual; Prețul unui exemplar: lei 5.

ANUNȚ

pentru abonații noștri!

Abonamentele contractate pe 6 luni (1 ianuarie—31 iunie) expiră cu acest număr.

Prelungiți abonamentele dvs. prin oficiile poștale din întreaga țară, sau la sediul redacției *str. I. Ghica nr. 3 București, telef. 3-57-28, 3-07-30, cont virament B. R. P. R. 070.004 Filiala I. V. Stalin, București.*

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

publică pentru documentarea muncitorilor, tehnicienilor și inginerilor traducerile integrale, în limba romînă, ale revistelor sovietice

MINISTERUL ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

CENTRALE ELECTRICE

(ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТАНЦИИ)

Traducere din limba rusă

EDITURA ENERG

MINISTERUL ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

ENERGETICIANUL

(ЭНЕРГЕТИК)

Traducere din limba rusă

ETICĂ DE STAT

MINISTERUL ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

ELECTRICITATEA

(ЭЛЕКТРИЧЕСТВО)

Traducere din limba rusă

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

1 9 5 5

ABONAMENTELE SE PRIMESC LA

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

BUCUREȘTI, B-DUL G-RAL MAGHERU, 33

Lei 5

E 2040

REFERÁLVA

R

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Institutul de Electrotehnică
BUCUREŞTI
UNIVERSITATEA
VIMENA A. VÂNIANA
TALOJEI CÂMPIA

7

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

1955

S U M A R

T. Tănăsescu: Bilanțul puterilor în unele circuite din radiotehnică 261
Edm. Nicolau: Conservarea energiei și impulsului pe liniile de transmisiuni în regim armonic . . . 268
D. Martac: Construcția și funcționarea unui cosfimetru clește 272
A. Roth: Asupra deformării spiralelor duble ale lămpilor cu incandescență 283
M. Bădărău: Proiectarea antenelor parabolice 287
L. Livovschi: Calculul numărului de organe în centralele telefonice automate 294
BIBLIOGRAFIE

СОДЕРЖАНИЕ

Т. Тэнэсеску: Баланс мощностей в некоторых радиотехнических цепях 261
Э. Николау: Сохранение энергии и импульса в линиях связи при гармоническом режиме 268
Д. Мартак: Конструкция и работа клещей-фазометров 272
А. Рот: О деформации двойных спиралей ламп накаливания 283
М. Бэдэрэу: Проектирование параболических антен 287
Л. Львовский: Расчет числа механизмов на АТС 294
БИБЛИОГРАФИЯ

SOMMAIRE

T. Tănăsescu: Le bilan des puissances dans quelques circuits de TSF 261
Edm. Nicolau: Conservation de l'énergie d'impulsion dans les lignes de transmission en régime armonique 268
D. Martac: Construction et fonctionnement d'un cosphimètre à pince 272
A. Roth: Sur la déformation des spirales doubles des lampes à incandescence 283
M. Bădărău: Calcul des antennes paraboliques 287
L. Livovschi: Calcul du nombre d'organes des centrales téléphoniques automatiques . . 294
BIBLIOGRAPHIE

ANUL III
1955

ELECTROTEHNICA

Nr. 7
IULIE

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Bilanțul puterilor în unele circuite din radiotehnică

Prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU
membru coresp. al Academiei R.P.R.
Catedra de electronică — Inst. Politehnic București

621.396.6

Se studiază transferul de puteri, într-o serie de cazuri particulare, întîlnite frecvent în radiotehnică. Se dau rezultatele și se trag o serie de concluzii.

Este util, din punct de vedere fizic, să se poată urmări în circuitele electrice circulația puterii, indentificîndu-se totodată generatorii și receptorii de energie din rețea. Bilanțul energetic se face atît pentru puterea totală instantanee, cît și pentru puterile fiecărei componente de curent continuu sau alternativ. In cazul componentelor de curent alternativ, se face cîte un bilanț separat pentru puterea activă și pentru puterea reactivă.

In cazul cînd în circuite intervin și elemente neliniare, atunci din conservarea puterii totale instantanee mai rezultă niște condiții suplimentare pentru conservarea unor puteri deformante, legate de armonicele și frecvențele de compunere care apar.

Este interesant, a urmări în aceste cazuri, între ce elemente ale rețelei se fac schimburile respective de puteri.

Astfel, s-a urmărit mai jos să se scoată în evidență transferul de puteri, inclusiv a celei deformante, în cîteva cazuri particulare care intervin curent în radiotehnică. Sînt date rezultatele și unele concluzii care rezultă.

In toate aceste aplicații s-au folosit, în principal, proprietățile relevate de acad. prof. C. I. Budeanu, în lucrarea sa „Asupra compensării și localizării fenomenelor deformante într-o rețea electrică", publicată în Revista Universității „C. I. Parhon" și a Politehnicii, București, nr. 1, 1952.

Conservarea puterii active și reactive în rețea ne spune că suma puterilor active sau reactive, date de generatori, pe o anumită frecvență, este egală cu suma puterilor active sau reactive absorbite de receptori ($U\ I \cos \varphi$ sau $U\ I \sin \varphi$).

Puterea activă sau reactivă totală corespunzînd unui element al rețelei, este suma algebrică a puterilor (active sau reactive) corespunzînd tuturor frecvențelor din rețea.

Un element neliniar primește putere activă de la sursele care sînt în circuit, însă în același timp el devine generator de putere activă pe frecvența armonicilor, sau a frecvențelor compuse (suma frecvențelor, diferența lor și alte combinații).

Puterea deformantă, referitoare la un element al rețelei, se calculează prin componentele ei corespunzătoare la fiecare pereche de frecvențe :

$$\delta_{mn} = U_n I_m \cos (\alpha_n + \beta_m) - U_m I_n \cos (\alpha_m + \beta_n)$$

$$\delta_{nm} = U_n I_m \sin (\alpha_n + \beta_m) - U_m I_n \sin (\alpha_m + \beta_n)$$

unde α_n și β_n rezultă din relațiile de definiție a tensiunii și curentului privind elementul considerat :

$$u = \sqrt{2}\ \Sigma U_n \sin (n\omega t - \alpha_n)$$

$$i = \sqrt{2}\ \Sigma I_n \sin (n\omega t - \beta_n).$$

Dacă tensiunea și curentul sînt de aceeași formă, elementul nu este sediul unei puteri deformante. Acesta este cazul unui element rezistiv liniar. In schimb, o inductanță, un condensator sau un element neliniar sînt sediul unor puteri deformante.

Generatorii de c.c. sau sinusoidali sînt sediul unor puteri deformante, atunci cînd există un rezidu deformant al curentului (I_d). Patratul curentului rezidu este diferența dintre patratele curentului eficace total și componenții curentului, care trece prin generator și are aceeași formă cu f.e.m. a lui. In acest caz, puterea deformantă (D) este EI_d, E reprezentînd f.e.m. (eficace) a generatorului. Componentele puterii deformante de ordinul $m\ n$ se adună în cazul unei inductanțe așezate în serie, sau paralel, cu un condensator (puterile reactive din contra se scad, se compensează parțial sau total în acest caz).

Fiecare din componentele deformante care formează perechea *mn* se conservă algebric într-o rețea. Se poate atunci spune că puterea deformantă D_{mn} reprezentată de componentele de ordin *mn*, se conservă vectorial într-o rețea (vectori cu două componente : δ_{mn} și δ_{nm}).

Puterea deformantă D totală corespunzînd unui element al rețelei se obține din însumarea vectorială a componentelor de ordin *m n* (într-un spațiu cu mai multe dimensiuni) :

$$D = \sqrt{\Sigma \delta_{mn}^2 + \Sigma \delta_{nm}^2} = \sqrt{\Sigma D_{mn}^2}$$

Puterea aparentă S, pentru un element al rețelii rezultă din însumarea vectorială a trei vectori : puterea activă P, puterea reactivă Q și puterea deformantă D :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2.$$

Intr-o rețea, P și Q se conservă algebric, iar D se conservă vectorial prin componentele algebrice δ_{mn} și δ_{nm}.

Puterea S se conservă vectorial.

Factorul de putere al unui generator, în cazul unei rețele deformante, nu mai este $\cos\varphi = \frac{P}{S}$, ci

$$\frac{P}{S} = \frac{\sqrt{P^2+Q^2}}{S} \cos\varphi < \cos\varphi$$

unde

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{Q}{P}.$$

In cazul unui regim nedeformant $P^2+Q^2=S^2$.

Cazul I. Pe o rezistență R, care poate fi completată de un element inductiv l, debitează simultan o sursă de curent continuu și una de curent alternativ ; ambele surse sînt așezate în paralel și pentru a se separa curenții s-a introdus L și C. Toate elementele sînt liniare.

Pentru ca L și C să nu intervină în fenomenele principale, ci numai în filtraj, se presupune că valorile lor au fost astfel alese încît avem satisfăcute relațiile :

$$L\omega \gg \sqrt{R^2 + l^2\omega^2} \quad \text{și} \quad \frac{1}{C\omega} \ll \sqrt{R^2 + l^2\omega^2}.$$

Se urmărește aici, în special, bilanțul puterii deformante. In tabela 1 sînt rezumate rezultatele.

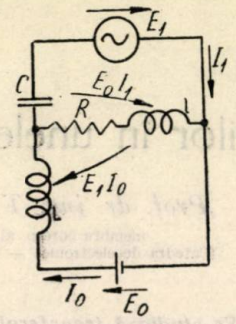


Fig. 1

Pe coloane s-au trecut mărimile electrice caracteristice diferitelor elemente ale circuitului. In cazul surselor, semnul + pentru puteri înseamnă că ele sînt produse de surse ; pentru celelalte elemente, semnul + înseamnă că ele sînt absorbite de acele elemente ; fac excepție componentele puterii deformante, care au toate o aceeași convenție de semn, rezultată în fiecare caz din formulele lor de definiție și convenția inițială pentru semnul pozitiv al f.e.m., tensiunilor sau curenților în circuit.

Concluzii

1. In R apare o putere activă provenind de la sursele E_0 și E_1.

2. In impedanța $R + jl\omega$ apare o putere deformantă nu din cauza unui element deformant în circuit, ci din cauza neidentității ca formă electrică a curentului pulsatoriu cu tensiunea pulsatorie de la bornele sarcinii ; astfel dacă $l = 0$ puterea aceasta deformantă dispare, deoarece nu mai există decalajul între pulsațiile curentului și acelea ale tensiunii, iar raportul

Tabela 1

	E_1	C	E_0	L	$R + jl\omega$
Ic.c.	0	0	I_0	I_0	I_0
Ic.a.	$I_1 \underline{\varphi}$	$I_1 \underline{\varphi}$	0	0	$I_1 \underline{\varphi}$
Uc.c.	0	E_0	E_0	0	E_0
Uc.a.	E_1	0	0	E_1	E_1
Ut.t	E_1	E_0	E_0	E_1	$\sqrt{E_0^2 + E_1^2}$
It.t	I_1	I_1	I_0	I_0	$\sqrt{I_0^2 + I_1^2}$
S	$E_1 I_1$	$E_0 I_1$	$E_0 I_0$	$E_1 I_0$	$\sqrt{(E_0^2 + E_1^2)(I_0^2 + I_1^2)}$
P	$E_1 I_1 \cos\varphi$	0	$E_0 I_0$	0	$E_0 I_0 + E_1 I_1 \cos\varphi$
Q	$E_1 I_1 \sin\varphi$	0	0	0	$E_1 I_1 \sin\varphi$
δ_{01}	0	$-E_0 I_1 \cos\varphi$	0	$+E_1 I_0$	$-E_1 I_0 + E_0 I_1 \cos\varphi$
δ_{10}	0	$-E_0 I_1 \sin\varphi$	0	0	$E_0 I_1 \sin\varphi$
D	0	$-E_0 I_1$	0	$+E_1 I_0$	$\sqrt{E_1^2 I_0 + E_0^2 I_0^2 - 2 E_0 E_1 I_0 I_1 \cos\varphi}$

mărimii acestor pulsații nu mai este diferit de raportul mărimilor medii, de curent continuu.

3. Puterea deformantă în $R + jl\omega$ este compensată de puterea deformantă din L și C. Sursele de curent nu sînt sedii de puteri deformante.

4. Dacă $l = 0$, atunci puterile deformante în L și C se compensează singure.

Cazul II. O sursă de curent alternativ debitează curent printr-un element redresor într-o rezistență. R. Sursa debitează energie de curent alternativ, iar rezistența primește energie de curent continuu. Pentru filtraj se presupune că s-a conectat în paralele cu R un condensator de mare capacitate: $\frac{1}{C\omega} \ll R$.

Curentul îl descompunem în armonice, însă neglijăm armonicele de la a treia în sus. Din cauza lui C mare nu vor apare nicăieri armonice de tensiuni, înafară de componenta de curent continuu și fundamentală. Tabela 2 rezumă rezultatele.

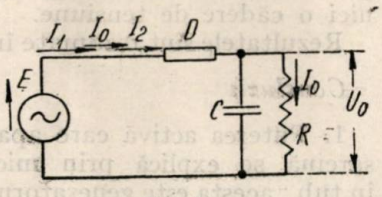


Fig. 2

Concluzii

1. Puterea activă care apare în rezistența R, dată de curentul continuu, este ca și cînd ar fi produsă de elementul deformant D; se poate spune că D este generatorul de c.c.

2. Puterea aparentă la sursa de c.a. precum și factorul de putere, sînt modificate de puterea deformantă care trebuie să o producă această sursă. Micșorarea factorului de putere este un inconvenient atît pentru generatorul de curent alternativ, cît și pentru linia de transmisie dintre generatori și grupul $D-C-R$. Factorul de putere nu se poate îmbunătăți aici prin introducerea unui condensator sau a unei inductanțe. Se poate aplica însă o altă metodă, aceea de a filtra lîngă grupul $D-C-R$ componentele inutile ce merg spre generator pe linie. In figura 3 este indicat un asemenea dispozitiv de filtraj. Atît $L_1 C_1$ cît și $L_2 C_2$ sînt acordate pe frecvența rețelei.

3. Componentele puterii deformante, la un grup de armonice se anulează algebric la o însumare pe întregul circuit considerat; pentru un grup de armonice (pereche de armonice) com-

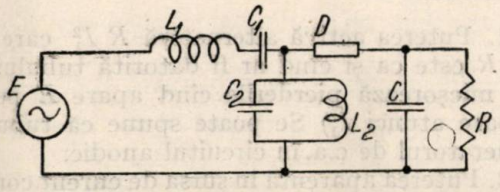


Fig. 3

ponentele parțiale se compensează între ele, unele fiind localizate și în sursa E. Puterile deformante, corespunzînd sursei anodice sarcinii și tubului, sînt niște vectori și se echilibrează într-un spațiu redus la trei dimensiuni. In cazul cînd se aplică filtre, sursa E nu mai este sediul unei puteri deformante, componentele respective trecînd asupra filtrului.

Cazul III. Este cazul unui amplificator cu un tub electronic, lucrînd în clasa A și avînd o sarcină

Tabela 2

	E	R	D	C
I_0	I_0	I_0	I_0	0
I_1	I_1	0	I_1	I_1
I_2	I_2	0	I_2	I_2
I_{tot}	$\sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2}$	I_0	$\sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2}$	$\sqrt{I_1^2 + I_2^2}$
U_0	0	$U_0 = R I_0$	U_0	U_0
U_1	E	0	E	0
U_{tot}	E	U_0	$\sqrt{E^2 + U_2^2}$	U_0
S	$E\sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2}$	$U_0 I_0$	$\sqrt{(E^2 + U_0^2)(I_0^2 + I_1^2 + I_2^2)}$	$U_0\sqrt{I_1^2 + I_1^2}$
P	$E I_1$	$R I_0^2$	$- RI_0^2 + EI_1$	0
δ_{01}	$- E I_0$	0	$+ EI_0 + U_0 I_1$	$- U_0 I_1$
δ_{10}	0	0	0	0
δ_{02}	0	0	$+ I_0 U_2$	$- U_0 I_3$
δ_{20}	0	0	0	0
δ_{12}	$E I_2$	0	$- E I_2$	0
δ_{21}	0	0	0	0

anodică rezistivă. Cînd se aplică o tensiune alternativă pe grilă, tubul prezintă în circuitul

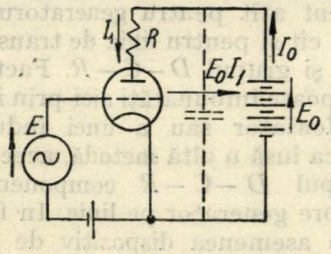


Fig. 4

anodic o rezistenţă variabilă periodic. In tabela 3 sînt rezumate rezultatele.

Concluzii

1. Puterea activă alternativă $R\,I_1^2$ care apare în R este ca şi cînd ar fi datorită tubului, care îşi micşorează pierderile cînd apare E pe grilă (apare atunci I_1) Se poate spune că tubul este generatorul de c.a. în circuitul anodic.

2. Puterea aparentă în sursa de curent continuu nu este egală cu puterea activă, ci mai mare, din cauza puterii deformante. Avem o sursă de c.c. care lucrează cu un factor de putere mai mic decît 1. De fapt în practică se conectează în paralel cu sursa de c.c. un condensator, care deviind curenţii alternativi, reduc la 1 factorul de putere al sursei.

3. Sursa de c.c., sau condensatorul ei de filtraj şi tubul îşi transferă puteri deformante. Convenţional se poate spune că sursa E_0 absoarbe puterea deformantă produsă de tub.

4. Rezistenţa de sarcină R nu este sediul nici unei puteri deformante.

Cazul IV. In cazul acesta se presupune un amplificator electronic, lucrînd în clasa A cu sarcină anodică rezistivă, cuplată prin transformator.

In stare dinamică sarcina anodică este de natură rezistivă de valoare $R = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_S$, iar pentru com-

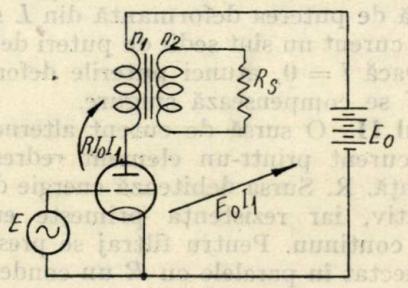


Fig. 5

ponenta medie de curent presupunem că nu avem nici o cădere de tensiune.

Rezultatele sînt rezumate în tabela 4.

Concluzii

1. Puterea activă care apare în rezistenţa de sarcină se explică prin micşorarea pierderilor în tub ; acesta este generatorul de c.a. în circuitul anodic.

2. De această dată sarcina rezistivă din circuitul anodic, reprezentată de impedanţa ce o opune primarul transformatorului încărcat în secundar, împreună cu sursa anodică, absorb puterea deformantă, pe care o furnizează tubul.

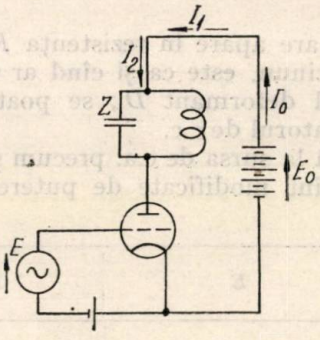


Fig. 6

Cazul V. Este cazul unui amplificator de î.f. acordat, clasă C. Curentul anodic deformat (de aceeaşi formă ca în cazul redresării) se descompune în armonice. Se

Tabela 3

	E_0	R	Tub
I_0	I_0	I_0	I_0
I_1	I_1	I_1	I_1
I_{tot}	$\sqrt{I_0^2 + I_1^2}$	$\sqrt{I_0^2 + I_1^2}$	$\sqrt{I_0^2 + I_1^2}$
U_0	E_0	$R\,I_0$	$E_0 - R\,I_0$
U_1	0	$R\,I_1$	$R\,I_1$
U_{tot}	E_0	$R\sqrt{I_0^2 + I_1^2}$	$\sqrt{(E_0 - R\,I_0)^2 + R^2\,I_1^2}$
S	$E_0\sqrt{I_0^2 + I_1^2}$	$R\left(I_0^2 + I_1^2\right)$	$\sqrt{\left(I_0^2 + I_1^2\right)\left(E_0 - R\,I_0\right)^2 + R^2\,I_1^2}$
P	$E_0\,I_0$	$R\left(I_0^2 + I_1^2\right)$	$E_0\,I_0 - R\left(I_0^2 + I_1^2\right)$
δ_{01}	$+ I_1\,E_0$	0	$- I_1\,E_0$
δ_{10}	0	0	0

observă că nu există componente de tensiuni armonice înafara fundamentalei, din cauza filtrajului realizat prin circuitul acordat.

S-au neglijat de fapt și armonicele curentului anodic de la treia în sus.

Rezultatele sînt rezumate în tabela 5.

Concluzii

1. Puterea alternativă ZI_1^2 care apare în impedanța de sarcină rezultă din micșorarea pierderilor în tub ; acesta este generatorul de c.a. în circuitul anodic.

2. In ce privește puterea deformantă datorită convenției făcută pentru sensul curenților se observă că :

— componentele care se referă și la c.c. se produc de tub și sînt absorbite de sarcină și sursa anodică E_0 ;

— componentele care se referă la armonice se produc de către impedanța de sarcină și sînt absorbite de tub.

3. Compunerea acestor componente, corespunzînd unui element de circuit, nu se face algebric,

Tabela 4

	E_0	T_r	Tub
I_0	I_0	$-I_0$	$-I_0$
I_1	I_1	$-I_1$	$-I_1$
I_{tot}	$\sqrt{I_0^2 + I_1^2}$	$\sqrt{I_0^2 + I_1^2}$	$\sqrt{I_0^2 + I_1^2}$
U_0	E_0	0	E_0
U_1	0	RI_1	$-RI_1$
U_{tot}	E_0	RI_1	$\sqrt{E_0^2 + R^2 I_1^2}$
S	$E_0\sqrt{I_0^2 + I_1^2}$	$RI_1\sqrt{I_0^2 + I_1^2}$	$\sqrt{(I_0^2 + I_1^2)(E_0^2 + R^2 I_1^2)}$
P	$E_0 I_0$	RI_1^2	$E_0 I_0 - RI_1^2$
δ_{01}	$E_0 I_1$	$RI_0 I_1$	$-RI_0 I_1 - E_0 I_1$
δ_{10}	0	0	0

Tabela 5

	E_0	Z	Tub
I_0	I_0	I_0	I_0
I_1	I_1	I_1	I_1
I_2	I_2	I_2	I_2
I_{tot}	$\sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2}$	$\sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2}$	$\sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2}$
U_0	E_0	0	$-E_0$
U_1	0	ZI_1	$-ZI_1$
U_{tot}	E_0	ZI_1	$\sqrt{E_0^2 + Z^2 I_1^2}$
S	$E_0\sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2}$	$ZI_1\sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2}$	$\sqrt{(E_0^2 + Z^2 I_1^2)(I_0^2 + I_1^2 + I_2^2)}$
P	$E_0 I_0$	ZI_1^2	$E_0 I_0 - ZI_1^2$
δ_{01}	$E_0 I_1$	$ZI_1 I_0$	0
δ_{10}	0	0	$-ZI_1 I_0 - E_0 I_1$
δ_{02}	$+E_0 I_2$	0	$-E_0 I_2$
δ_{20}	0	0	0
δ_{12}	0	$-ZI_1 I_2$	$+ZI_1 I_2$
δ_{21}	0	0	0

ci vectorial. De exemplu, puterea deformantă în sursa anodică (de modul $E_0\sqrt{I_1^2+I_2^2}$) adunată vectorial cu puterea deformantă în sarcină (de modul $ZI_1\sqrt{I_0^2+I_2^2}$) şi cu puterea deformantă în tub (de modul

$$\sqrt{E_0^2(I_1^2+I_2^2)+Z^2I_1^2(I_0^2+I_2^2)+2E_0ZI_1^2I_0}$$

va da un rezultat nul.

Cazul VI. Se consideră acum cazul unui amplificator în clasă C care are în circuitul anodic o rezistenţă; deci tensiunea anodică nu mai este sinusoidală ci are variaţii în pulsuri la fel cu curentul anodic. Rezultatele se dau în tabela 6.

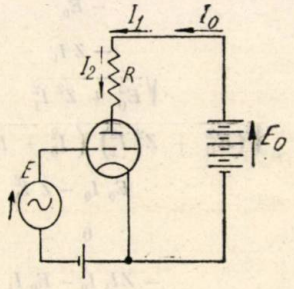


Fig. 17

Concluzii

Aceleaşi observaţii generale ca în cazul anterior, diferenţa constînd în faptul că rezistenţa de sarcină nu mai este sediul nici unei puteri deformante, schimbul acestor puteri făcîndu-se între sursa anodică şi tub.

In rezumat, se constată că nu intervin puteri deformante atunci cînd este vorba de elemente rezistive, care prezintă aceeaşi impedanţă rezistivă la toate frecvenţele.

Cazul VII. Se consideră cazul unui convertor de frecvenţă cu diodă sau un element neliniar în serie, în care se selectează în impedanţa de sarcină componenta $\omega_1-\omega_2$. Componentele principale ale curentului din circuit sînt: I_1 de pulsaţie ω_1, I_2 de pulsaţie ω_2 şi I_{1-2} de pulsaţie $\omega_1-\omega_2$. Bilanţul energetic este următorul:

Tabela 6

	E_0	R	Tub
I_0	I_0	I_0	I_0
I_1	I_1	I_1	I_1
I_2	I_2	I_2	I_2
I_{tot}	$\sqrt{I_0^2+I_1^2+I_2^2}$	$\sqrt{I_0^2+I_1^2+I_2^2}$	$\sqrt{I_0^2+I_1^2+I_2^2}$
U_0	E_0	RI_0	E_0-RI_0
U_1	0	RI_1	RI_1
U_2	0	RI_2	RI_2
U_{tot}	E_0	$R\sqrt{I_0^2+I_1^2+I_2^2}$	$\sqrt{(E_0-RI_0)^2+R^2I_1^2+R^2I_2^2}$
S	$E_0\sqrt{I_0^2+I_1^2+I_2^2}$	$R(I_0^2+I_1^2+I_2^2)$	$\sqrt{(E_0-RI_0)^2+R^2I_1^2+R^2I_2^2}\sqrt{I_0^2+I_1^2+I_2^2}$
P	E_0I_0	$R(I_0^2+I_1^2+I_2^2)$	$E_0I_0-RI_0^2-RI_1^2-RI_2^2$
δ_{01}	$+I_1E_0$	0	$-E_0I_0$
δ_{10}	0	0	0
δ_{02}	$+I_2E_0$	0	$-E_0I_2$
δ_{20}	0	0	0
δ_{12}	0	0	0
δ_{21}	0	0	0

Tabela 7

	E_1	E_2	D	Z
P	E_1I_1	E_2I_2	$E_1I_1+E_2I_2-ZI_{1-2}^2$	ZI_{1-2}^2
δ_{12}	E_1I_2	$-E_2I_1$	$E_2I_1-E_1I_2$	0
δ_{21}	0	0	0	0
$\delta_{1,1-2}$	0	0	$-U_{12}I_1$	$U_{12}I_1$
$\delta_{1-2,1}$	0	0	0	0
$\delta_{2,1-2}$	0	0	$-U_{12}I_2$	$U_{12}I_2$
$\delta_{1-2,2}$	0	0	0	0

Concluzii

1. Puterea activă de pulsaţie $\omega_1 - \omega_2$ apare în Z, ca şi cînd elementul D ar fi generatorul.

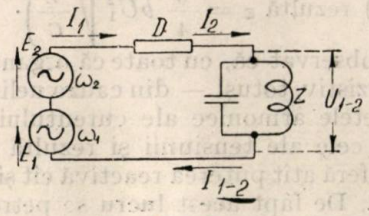


Fig. 8

2. Diferitele componente de putere deformantă se compensează reciproc, sediul lor fiind sursele de c.a. precum şi D şi Z.

Cazul VIII. Se consideră un oscilator dinatron, pierderile circuitului acordat fiind reprezentate (fig. 9) printr-o mare rezistenţă R aşezată în

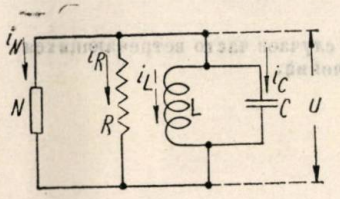


Fig. 9

paralel. Se presupune că organul dinatron, neliniar, cu rezistenţă negativă, are următoarea caracteristică :

$$i_N = I_0 - au + bu^3.$$

Prin faptul că suma curenţilor i_N, i_R, i_L şi i_C este nulă, se va putea scrie :

$$I_0 - au + bu^3 + \frac{u}{R} + \frac{1}{L}\int u\,dt + C\frac{du}{dt} = 0$$

sau după o derivare şi înmulţire cu L se obţine :

$$LC\frac{d^2u}{dt^2} - LC\,\varepsilon\omega_0\left(1 - \frac{u^2}{U_0^2}\right)\frac{du}{dt} + u = 0 \qquad (1)$$

unde

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{L}{C}}\left(a - \frac{1}{R}\right);\ \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}};\ U_0^2 = \frac{a - \frac{1}{R}}{3b}. \qquad (2)$$

Se presupune $a > \frac{1}{R}$ aşa încît să se producă oscilaţii ; totuşi diferenţa $a - \frac{1}{R}$ este mică, adică coeficientul ε este mic astfel încît oscilaţiile sînt foarte apropiate de forma sinusoidală. (Este vorba de forma tensiunii u).

Integrarea ecuaţiei (1) trebuie făcută prin metode de aproximaţii. La început se neglijează termenul în $\frac{du}{dt}$ şi se găseşte o primă soluţie de forma $U_1 \sin \omega t$. Dacă se ia în considerare şi termenul mijlociu în $\frac{du}{dt}$ şi se înmulţeşte ecuaţia (1) cu $\frac{du}{dt}dt$ se obţine după o integrare pe o perioadă :

$$\int_0^{2\pi}\left(1 - \frac{U_1^2 \sin^2 \omega t}{U_0^2}\right)\cos^2 \omega t\ \mathrm{d}(\omega t) = 0,$$

de unde rezultă $U_1 = 2U_0$.

Se caută apoi o a doua aproximaţie luînd în considerare şi termenul în $\frac{du}{dt}$, trecîndu-l în membrul II şi considerînd pentru el $u = 2U_0 \sin \omega t$.

In aceste condiţii se găseşte ecuaţia :

$$LC\frac{d^2u}{dt^2} + u = LC\varepsilon\omega_0(1 - 4\sin^2\omega t)\cdot 2U_0\omega\cos\omega t \approx$$

$$\approx 2U_0\,\varepsilon\cos 3\,\omega t.$$

Există aici o soluţie particulară de forma $U_3 \cos 3\,\omega t$. Prin înlocuirea se deduce $U_3 = -\frac{\varepsilon}{8}U_1$.

Deci forma tensiunii u este în a doua aproximaţie

$$u = U_1 \sin \omega t - \frac{\varepsilon}{8}U_1 \cos 3\,\omega t.$$

Rezultă atunci :

$$i_N = I_0 + U_1\left(-a + \frac{3}{4}bU_1^2\right)\sin \omega t +$$

$$+ \frac{3}{4}b\frac{\varepsilon}{8}U_1^3\cos\omega t - \frac{1}{4}bU_1^3\sin 3\,\omega t +$$

$$+ U_1\frac{\varepsilon}{8}\left(a - \frac{3}{2}bU_1^2\right)\cos 3\,\omega t$$

$$i_R = \frac{U_1}{R}\sin\omega t - \frac{\varepsilon}{8}\frac{U_1}{R}\cos 3\,\omega t$$

$$i_L = -\frac{U_1}{L\omega}\cos\omega t - \frac{\varepsilon}{8}\frac{U_1}{3L\omega}\sin 3\,\omega t$$

$$i_C = U_1 C\,\omega\cos\omega t + \frac{\varepsilon}{8}U_1 3C\omega\sin 3\omega t.$$

Conservarea puterii active, cere într-o primă aproximaţie, pentru fundamentală, ca amplitudinea U_1 să fie astfel încît să fie satisfăcută relaţia

$$-aU_1^2 + \frac{3}{4}bU_1^4 + \frac{U_1^2}{R} = 0$$

sau

$$U_1 = 2U_0$$

ceea ce s-a găsit şi anterior.

Conservarea puterii reactive într-o primă aproximaţie, dă valoarea frecvenţei oscilaţiilor care se produc

$$-\frac{U_1^2}{L\omega} + C\omega U_1^2 + \frac{3}{4}b\frac{\varepsilon}{8}U_1^4 + \frac{1}{4}b\frac{\varepsilon}{8}U_1^4 +$$

$$+ \frac{1}{8}\frac{\varepsilon^2}{8}\frac{U_1^2}{3L\omega} - \frac{1}{8}\frac{\varepsilon^2}{8}3C_1\omega U_1^2 = 0$$

de unde :

$$\omega \simeq \omega_0\sqrt{1 - \frac{\varepsilon^2}{8}}.$$

Componentele principale ale puterii deformante 1—3 sînt :

în N $\quad \delta_{13} = U_1 b \frac{U_1^3}{4}$

în R $\quad \delta_{13} = 0$

în L $\quad \delta_{13} = \frac{\varepsilon}{8} U_1 \frac{U_1}{L\omega} + U_1 \frac{\varepsilon}{8} \frac{U_1}{3L\omega}$

în C $\quad \delta_{13} = -\frac{\varepsilon}{8} U_1^2 C\omega - U_1^2 \frac{\varepsilon}{8} 3C\omega.$

Se verifică de aici că suma acestor componente dă ca rezultat zero, într-o primă aproximaţie cînd $\omega = \omega_0$ (se ţine seama că din relaţiile de mai sus (2) rezultă $\varepsilon = \frac{3}{4} bU_1^2 \sqrt{\frac{L}{C}}$).

Este de observat că, cu toate că organul N este presupus rezistiv, totuşi — din cauza neliniarităţii — componetele armonice ale curentului nu sînt în fază cu cele ale tensiunii şi rezultă că acest organ transferă atît puterea reactivă cît şi puterea deformantă. De fapt acest lucru se petrece şi în cazul II, V, VI şi VII.

★

БАЛАНС МОЩНОСТЕЙ В НЕКОТОРЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

Р е з ю м е

Рассматривается передача мощности в ряде частных случаев часто встречающихся в радиотехнике. Даются результаты и выводится ряд заключений.

Conservarea energiei şi impulsului pe liniile de transmisiuni în regim armonic

Prof. ing. Edm. NICOLAU

621.315.051

Se studiază conservarea energiei şi impulsului pe liniile de transmisiuni în regim armonic. Pornind dela ecuaţiile telegrafiştilor se obţin legi de conservare referitoare la densitatea de energie din linie. Se generalizează rezultatele pentru o linie n-filară.

In lucrarea de faţă ne propunem a studia direct conservarea energiei şi impulsului pe liniile de transmisiuni, în regim armonic. Vom particulariza astfel unele rezultate obţinute de noi în două lucrări anterioare [1] [2].

Menţionăm că teoreme bine cunoscute din teoria cîmpului electromagnetic asigură că atît energia cît şi impulsul electromagnetic se poate pune sub o formă complexă : partea reală a legii devine astfel legea de conservare a puterii active, iar partea imaginară devine legea de conservare a puterii reactive. Evident, dela legea generală complexă de conservare a energiei electromagnetice — lege în care figurează mărimile de cîmp **E, B, D, H** — se poate trece în cazul liniilor la o lege în care să figureze mărimile uzuale u şi i, dar după ştiinţa noastră această trecere nu s-a publicat şi probabil că necesită calcule suficient de laborioase. Pentru a evita aceste calcule vom pleca de la ecuaţiile telegrafiştilor, modificate convenabil, obţinînd rezultate originale.

Menţionăm că unele din teoremele obţinute de noi acum, relativ la conservarea puterii pe linii, au fost acceptate a priori, din considerente fizice evidente, de către P. Boucherot [4] şi C. Budeanu [5]. Dar rezultatele obţinute acum de noi sînt mai generale, considerîndu-se şi maşinile electrice conectate în linie.

Plecînd de la aceleaşi ecuaţii iniţiale, utilizînd indicaţiile obţinute în studierea sistemelor autoadjuncte, se obţin în acelaşi mod legi de conservare în legătură cu densitatea de energie din linie.

Se arată, în sfîrşit, cum rezultatele obţinute de noi pot fi generalizate pentru o linie n-filară.

1. Ecuaţiile telegrafiştilor, se pot scrie pentru linia bifilară, cu parametrii constanţi în timp, sub forma :

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = j\omega Li + Ri + u' \qquad (1)$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = j\omega Cu + Gu + i' \qquad (2)$$

unde u' sînt tensiunile exterioare în linie, pe unitatea de lungime, iar i' sînt curenţii exteriori în linie, pe unitatea de lungime. Tensiunile u' provin de la generatoarele montate în serie pe linie, iar curenţii i' de la generatoarele montate în derivaţie pe linie. In ambele ecuaţii, (1) şi (2), s-a presupus că tensiunile şi curenţii au o variaţie sincronă, perioada fiind ω. S-a considerat că parametrii liniei nu variază în timp, deoarece aceasta ar fi făcut ca pe linie să nu poată exista curenţi de pulsaţie ω, ci ar fi apărut şi mărimi variind în timp într-un mod mai complicat.

Să scriem ecuaţiile telegrafiştilor relative la mărimile conjugate complex cu cele care intervin în (1) şi (2) :

$$-\frac{\partial u^*}{\partial x} = -j\omega L i^* + R i^* + u'^* \tag{3}$$

$$-\frac{\partial i^*}{\partial x} = -j\omega C u^* + G u^* + i'^* \tag{4}$$

Inmulţind ecuaţia (1) cu i^*, ecuaţia (4) cu u şi adunînd cele două ecuaţii membru cu membru se obţine

$$-\frac{\partial}{\partial x}(ui^*) = j2\omega\left[\frac{1}{2}Lii^* - \frac{1}{2}Cu\,u^*\right] + R\,i\,i^* + G\,u\,u^* + u'\,i^* + ui'^* \tag{5}$$

Ecuaţia de conservare (5) este formată numai din mărimi care nu variază în timp.

Notînd

$$ui^* = P \tag{6}$$

$$0{,}5\ Lii^* = T \tag{7}$$

$$0{,}5\ C\,u\,u^* = U \tag{8}$$

$$R\,i\,i^* + G\ u\ u^* = Q \tag{9}$$

$$u'i^* + u\ i'^* = P_m \tag{10}$$

$$T - U = L \tag{11}$$

$$T + U = H \tag{12}$$

ecuaţia de conservare (5) se scrie :

$$-\frac{\partial P}{\partial x} = j2\omega(T - U) + Q + P_m. \tag{13}$$

Separînd în (13) partea reală şi cea imaginară, se obţin alte două ecuaţii de conservare :

$$-\frac{\partial P_a}{\partial x} = Q + P_{m,a} \tag{14}$$

$$-\frac{\partial P_r}{\partial x} = 2\omega L + P_{m,r}. \tag{15}$$

In relaţiile (14) şi (15) s-a pus indicele a pentru partea reală şi indicele r pentru partea imaginară, deoarece partea reală corespunde puterii active, iar cea imaginară puterii reactive.

De asemenea trebuie observat că P_m, puterea corespunzătoare generatoarelor care debitează pe linie, este de fapt o densitate de putere pe unitatea de lungime, u' şi i' fiind considerate tot pe unitatea de lungime.

Interpretarea fizică a relaţiilor (14) şi (15) este imediată. Anume, (14) arată că variaţia puterii active de-a lungul liniei provine pe de o parte din disipaţia în linie (termenul Q reprezintă puterea electrică transformată în putere calorică pe unitatea de lungime a liniei) şi pe de altă parte din contribuţia maşinilor conectate pe linie (termenul $P_{m,a}$). Acest al doilea termen poate fi pozitiv sau negativ, după cum maşinile sau dispozitivele montate sînt motoare sau generatoare.

Relaţia (15) arată că variaţia puterii reactive de-a lungul liniei, provine pe de o parte din puterea reactivă înmagazinată în linie (termenul $2\omega L$) şi pe de altă parte din puterea reactivă a maşinilor şi dispozitivelor conectate pe linie.

Se poate trece uşor şi la o expresie integrală a relaţiilor (14) şi (15) însă aceasta nu aduce nimic nou ca sens fizic.

2. Ecuaţiile (1), (2), (3) şi (4) se pot combina şi în alt mod. Anume, să înmulţim pe (1) cu Cu^*, pe (2) cu Li^*, pe (3) cu Cu, iar pe (4) cu Li şi să grupăm termenii convenabil pentru a forma expresiile lui L definit prin (11) şi a lui H definit prin (12). Se obţine :

$$-\frac{\partial 2H}{\partial x} = (CR + LG)\,(u\,i^* + u^*\,i) + C\,(u^*\,u' + u\,u'^*) + L(i^*i' + i\,i'^*) \tag{16}$$

$$-\frac{\partial 2L}{\partial x} = j2\omega CL(ui^* - u^*i) + L(i^*\,i + i\,i'^*) - C(u^*u' + u\,u'^*) \tag{17}$$

In relaţiile (16) şi (17) intervin numai mărimi care nu variază în raport cu timpul.

Notînd

$$C(u^*u' + u\,u'^*) = 2\,U_m \tag{18}$$

$$L(i^*i' + i\,i'^*) = 2\,T_m \tag{19}$$

$$T_m - U_m = L_m \tag{20}$$

$$T_m + U_m = H_m \tag{21}$$

$$(CR + LG)\,(u^*i + u\,i^*) = f \tag{22}$$

$$CL\,(u\,i^* - u^*i) = g_r \tag{23}$$

ecuaţiile (16) şi (17) se scriu

$$-\frac{\partial H}{x} = f + H_m \tag{24}$$

$$-\frac{\partial L}{\partial x} = 2\omega g_r + L_m \tag{25}$$

Inainte de a da interpretarea fizică a ecuaţiilor (24) şi (25), trebuie amintit că f este forţa ce se exercită pe unitatea de lungime a liniei, iar g este densitatea de impuls electro-magnetic corespunzînd liniei de transmisiuni. Acest impuls fiind produsul a două mărimi care variază armonic, în timp, va avea o valoare instantanee, o valoare medie în timp, corespunzînd impulsului activ şi în sfîrşit, o a treia valoare, impulsul reactiv.

Trebuie subliniat că ori de cîte ori intervine o mărime fizică de forma

$$c = \alpha\, a\, b \tag{26}$$

unde α este o constantă iar a şi b două mărimi variind armonic în timp

$$a = A \sin(\omega t + \varphi_a) \tag{27}$$

$$b = B \sin(\omega t + \varphi_b) \tag{28}$$

inafară de valoarea instantanee c, definită prin (26), se mai pot asocia mărimile

$$c_a = \alpha\, A B \cos\varphi \tag{29}$$

$$c_r = \alpha\, A\, B \sin\varphi \tag{30}$$

unde

$$\varphi = \varphi_a - \varphi_b \tag{31}$$

a fiind valoarea medie, activă a lui c, iar c_r fiind valoarea reactivă a lui c. O lege de conservare valabilă pentru c instantaneu, corespunde, în general, la alte două legi, una valabilă pentru c_a şi una pentru c_r. Mai sus au fost date două exemple care ilustrează această afirmaţie valabilă în general şi care, precum se va vedea într-o lucrare viitoare, permite a extinde noţiunea de putere şi impuls reactiv la diverse domenii ale fizicii.

Revenind acum la sensul fizic al relaţiilor (24) şi (25), distingem următoarele:

Ecuaţia (24) dă legea de conservare a densităţii de energie pe linie şi arată că variaţia acesteia se datoreşte pe de o parte forţelor care se manifestă pe linie şi efectuează un lucru, şi pe de altă parte contribuţiei maşinilor dispuse pe linie. Trebuie remarcat şi aici că H_m are dimensiunea unei densităţi de energie.

Ecuaţia (25) se referă la conservarea mărimii L. Dimensional L este de natura unei energii şi este în legătură cu un anumit invariant al cîmpului electromagnetic, anume cu

$$\sum_i \sum_k F_{ik} G_{ik} = \text{invariant} \tag{32}$$

unde F şi G sînt tensorii [6]

$${}^2F = \left(B, -\frac{i}{c} E\right) \tag{33}$$

$${}^2G = (H, -i c D) \tag{34}$$

Anume, se vede că variaţia lui L de-a lungul liniei provine pe de o parte datorită liniei (termenul $2\,\omega\, g_r$) şi pe de altă parte datorită maşinilor şi dispozitivelor conectate pe linie.

Trebuie de asemenea menţionat că unele mărimi acum introduse pot fi puse în legătură cu anumite mărimi bine cunoscute din mecanica analitică. Pentru a se putea urmări mai uşor analogiile şi diferenţele dintre cele două categorii de fenomene mărimile analoage au fost notate cu aceleaşi caractere.

Astfel, în dinamica sistemelor de puncte materiale T este energia cinetică şi dacă sistemul este cu legături olonome şi scleronome, atunci

$$T = g_{ik}\, \dot{q}^i\, \dot{q}^k \tag{35}$$

q^j fiind coordonatele generalizate ale lui Lagrange, punctul însemnînd derivarea în raport cu timpul, g_{ik} fiind funcţii de q^j şi t, în expresia (35) făcîndu-se convenţia indicilor muţi.

Dacă forţele care acţionează asupra sistemului derivă dintr-un potenţial U, atunci U poate fi considerat ca energia potenţială

$$\mathfrak{L} = T - U \tag{36}$$

este potenţialul cinetic sau funcţia lui Lagrange

$$\mathfrak{L} = \mathfrak{L}(q^1, q^n, \dot{q}^1, \dot{q}^n; t) \tag{37}$$

dacă forţele care acţionează asupra sistemului nu depind de vitezele generalizate

$$\frac{\partial U}{\partial \dot{q}^h} = 0. \tag{38}$$

Notînd cu p_k componentele impulsului generalizat

$$p_k = \frac{\partial L}{\partial \dot{q}^k} \tag{39}$$

ecuaţia centrală a lui Lagrange dă

$$\dot{p}_k = \frac{\partial L}{\partial q^k}. \tag{40}$$

In cazul în care toţi q^k se reduc la unul singur, x, se obţine o ecuaţie asemănătoare cu (25), dacă $\alpha_m = 0$ şi se efectuează derivarea lui p_k în raport cu timpul, ţinîndu-se seama de faptul că toate mărimile variază sincron şi armonic în timp.

Mărimea H intervine de asemenea în dinamica sistemelor de puncte materiale, fiind funcţia lui Hamilton sau caracteristică

$$H(p_k, q^k, t). \tag{41}$$

In funcţie de H, componentele vitezelor generalizate şi ale impulsului generalizat se scriu

$$q^k = \frac{\partial H}{\partial p_k} \qquad p_k = \frac{\partial H}{\partial q^k}. \tag{42}$$

Se demonstrează că în cazul sistemelor olonome şi scleronome,

$$H = T + U \tag{43}$$

adică în acest caz H este suma energiei cinetice şi potenţiale a sistemului.

A doua ecuaţia (42) poate fi pusă în legătură cu ecuaţia electrică (24) dacă se face $H_m = 0$ şi se ţine seama de faptul că derivata impulsului este de natura unei forţe.

3. Rezultatele obţinute pentru cazul liniei bifilare pot fi generalizate imediat pentru o linie n-filară. Pentru aceasta este suficient a trece de la u la $\mathbf{u}$, de la i la $\mathbf{i}$, de la R la $\mathbf{R}$, de la G la $\mathbf{G}$, de la L la $\mathbf{L}$, de la C la $\mathbf{C}$ [8], unde

$$\mathbf{u} = \begin{Vmatrix} u_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ u_n \end{Vmatrix} \tag{44}$$

$$\mathbf{i} = \begin{Vmatrix} i_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ i_n \end{Vmatrix} \tag{45}$$

$$\mathbf{R} = \begin{Vmatrix} R_1 & 0 \cdot\cdot 0 \\ 0 & R_2 \cdot\cdot 0 \\ \cdot & \cdot\cdot\cdot\cdot \\ 0 & 0 \cdot\cdot R_n \end{Vmatrix} \tag{46}$$

$$\mathbf{L} = \begin{Vmatrix} L_1 & M_{12} \cdot\cdot M_{1n} \\ M_{21} & L_1 \cdot\cdot M_{2n} \\ \cdot & \cdot\cdot\cdot \\ M_{n1} & M_{2n} \cdot\cdot L_n \end{Vmatrix} \tag{47}$$

$$\mathbf{C} = \begin{Vmatrix} C_1 & -C_{12} \cdot\cdot & -C_{1n} \\ -C_{21} & C_2 \cdot\cdot & C_{2n} \\ \cdot & \cdot\cdot\cdot & \cdot \\ -C_{n1} & -C_{n2} \cdot\cdot & C_n \end{Vmatrix} \tag{48}$$

$$\mathbf{G} = \begin{Vmatrix} G_1 & -G_{12} \cdot\cdot & -G_{1n} \\ -G_{21} & G_2 \cdot\cdot & -G_{2n} \\ \cdot & \cdot\cdot\cdot & \cdot \\ -G_{n1} & -G_{n2} \cdot\cdot & G_n \end{Vmatrix} \tag{49}$$

Cu această notaţie, sistemul de ecuaţii descriind o linie n — filară este :

$$-\frac{\partial}{\partial x}\mathbf{u} = \mathbf{Ri} + \mathbf{L}\frac{\partial}{\partial t}\mathbf{i} \tag{50}$$

$$-\frac{\partial}{\partial x}\mathbf{i} = \mathbf{Gu} + \mathbf{C}\frac{\partial}{\partial t}\mathbf{u}. \tag{51}$$

Procedînd ca şi la punctul 2 şi următoarele, se obţin imediat legile de conservare corespunzînd liniei *n-filare*.

4. Calculele efectuate arată că la liniile de transmisiuni bifilare, ca şi la cele n-filare, se pot scrie legi de conservare atît pentru puterea activă cît şi pentru cea reactivă. De asemenea se pot scrie legi de conservare pentru mărimi energetice. Notînd cu T energia magnetică pe unitatea de lungime a liniei şi cu U energia electrică considerată tot pe unitatea de lungime a liniei, sîntem conduşi a scrie două legi de conservare, una relativă la densitatea totală de energie din linie : $H = T + U$ şi alta relativă la diferenţa celor două densităţi : $\mathfrak{L} = T - U$.

Trebuie remarcat că aceste calcule se pot reface în mod absolut analog pentru impulsul cîmpului electromagnetic, în care caz se va ajunge la legi de forma (24) şi (25).

Bibliografie

1] *Nicolau Edm.* : Buletin Ştiinţific Secţiunea de ştiinţe matematice şi fizice, t. IV, nr. 4, oct. nov. dec. 1952, pag. 739.

2] *Nicolau Edm.* : Studii şi cercetări de fizică, t. V, nr. 1—2, ian. iun. 1954, pag. 95

3] *Abraham M.* şi *Foppl A.* : Theorie der Elektrizität, B. G. Teubner, Leipzig-Berlin, 1923, pag. 316.

4] *Boucherot P.* : Sujets speciaux relatifs aux fonctionements des Machines et Appareils a Courant Alternatifs, Ecole Superieure d'Electricite, Annes 1924—25, pag. 58.

5] *Budeanu C. I.* : Different opinions and conceptions on the notion of reactive power in any kind of system, I.R.E., Bucharest, 1930, pag. 40.

6] *Stratton DJ-A.* : Teoriia electricestvo ogiz, Gostehizdat, Moscova-Leningrad, 1948 pag. 81.

7] *Ciorănescu N.* : Ecuaţiile mecanicei analitice, Bucureşti, 1938.

8] *Riekstinş E. Ia.* : Proclandnaia Matematica i Mehanica, t. XVI, nr. 3, pag. 375.

9] *Nicolau Edm.* : Deducerea pe cale variaţională a ecuaţiilor liniilor (în curs de apariţie).

19] *Budeanu C. I.* : Puissance Reactives et Fictives Publication nr. 2, I.R.E., Bucureşti, 1927.

11] *Budeanu C. I.* : Revista Universităţii C. I. Parhon şi a Politehnicii Bucureşti, nr. 1, 1952 (seria ştiinţelor naturii), pag. 129.

12] *Vasilache S.* : Studii şi cercetări matematice, v. III, nr. 3—4, iulie — dec. 1952, pag. 295.

★

СОХРАНЕНИЕ ЭНЕРГИИ И ИМПУЛЬСА В ЛИНИЯХ СВЯЗИ ПРИ ГАРМОНИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ

Резюме

Рассматривается сохранение энергий и импульса в линиях связи при гармоническом режиме. Исходя из уравнений телеграфистов получаются законы сохранения касающиеся плотности энергии в линии. Обобщаются результаты для n-проводной линии.

Construcţia şi funcţionarea unui cosfimetru cleşte

Ing. D. MARTAC

621.317.77$_2$

Se expune domeniul de utilizare, se face descrierea aparatului şi se dă principiul de funcţionare. După ce se stabilesc diverse relaţii între parametrii electromagnetici, se deduc ecuaţiile de funcţionare. In continuare, se studiază sensibilitatea aparatului şi precizia determinării factorului de putere, erorile sistematice ale aparatului şi metodele de reducere a acestora. In încheiere, se arată performanţele de sensibilitate obţinute cu un cosfimetru cleşte de construcţia obişnuită.

Este bine cunoscută importanţa economică a factorului de putere în producerea, transportul, distribuţia şi utilizarea energiei electrice în curent alternativ, cît şi accentul care se pune în acţiunea de ameliorare a factorului de putere în instalaţiile electrice.

O primă problemă care se pune în analiza acestei chestiuni este cunoaşterea mărimii factorului de putere în diferite puncte ale sistemelor energetice, la diferite regimuri de funcţionare. Dacă mărimea factorului de putere este cunoscută în majoritatea punctelor importante din instalaţiile de producere şi transport (generatoare, transformatoare, linii) nu acelaşi lucru se poate spune despre consumatori sau despre diverşii receptori ai aceluiaşi consumator (secţii, ateliere, maşini etc.).

Necunoaşterea factorului de putere la consumatori sau — ceea ce este echivalent — necunoaşterea repartiţiei consumului de putere reactivă provine de multe ori din lipsa unui instrument adecvat de măsurare comodă şi expeditivă a factorului de putere la consumatori.

Rareori instalaţiile de joasă tensiune ale consumatorului au un cosfimetru de tablou sau un wattmetru — respectiv varmetru — Un simplu ampermetru şi voltmetru constituie în mod obişnuit echipamentul de măsură a unor astfel de instalaţii.

Deci, pentru a determina valoarea factorului de putere într-o astfel de instalaţie trebuie aduse instrumente portative (cosfimetru sau wattmetru utilizat împreună cu ampermetru şi voltmetru) şi intercalate în circuitele în care voim să determinăm valoarea factorului de putere.

Asemenea operaţii comportă însă două dificultăţi esenţiale:

a) curentul trebuie adus la instrument după o prealabilă transformare în transformatoare de curent a căror introducere în circuit nu este totdeauna posibilă;

b) măsurarea necesită întreruperi ale instalaţiei înainte şi după efectuarea ei, pentru racordarea instalaţiei de măsurare în circuit şi apoi pentru scoaterea acesteia din circuit.

Din cauza acestor dificultăţi, măsurări de genul descris mai sus nu se fac în practică în instalaţiile de joasă tensiune.

Singura metodă utilizată în practică rămîne citirea contoarelor de energie activă şi reactivă la intervale regulate de timp şi calcularea, în funcţie de aceste citiri, a factorului de putere mediu în instalaţia respectivă. Inconvenientele acestei metode constau în aceea că pe de o parte ea nu poate da decît o valoare medie a factorului de putere şi nu variaţiile în timp ale acestuia în diferitele regimuri de funcţionare, iar pe de altă parte, nu poate fi folosită decît acolo unde sînt instalate contoare atît de energie activă cît şi de energie reactivă. Aşa dar, această metodă nu poate fi utilizată pentru analizarea consumului de energie reactivă al unui abonat în diferitele sale instalaţii, deoarece, în general, nu există contoare decît pentru determinarea consumului total de energie activă şi reactivă la abonatul respectiv.

Din cele de mai sus se desprinde utilitatea unui aparat cu care să se poată determina uşor şi rapid valoarea în orice moment a factorului de putere în instalaţiile de joasă tensiune ale consumatorului. Acest lucru este realizat de cosfimetrul cleşte.

Aparatul are la bază metoda cleştelui — un transformator de curent cu circuitul magnetic mobil, putînd îmbrăţişa conductorul prin care circulă curentul de măsurat. Metoda cleştelui este întrebuinţată pe o scară largă în tehnică, pentru măsurarea curenţilor. Metoda s-a răspîndit cu succes datorită comodităţii cu care se poate face măsurătoarea, fără întreruperea circuitului.

Prin folosirea cosfimetrului cleşte se extinde metoda cleştelui la măsurarea factorului de putere în instalaţiile de joasă tensiune de curent alternativ trifazat. Utilizarea acestui aparat la instalaţiile de înaltă tensiune ridică dificultăţi mari de izolaţie; dar pe de altă parte măsurarea factorului de putere pe înaltă tensiune se poate face mai uşor cu un cosfimetru obişnuit portativ racordabil la reductorii de tensiune şi curent.

Cosfimetrul cleşte, folosind un cleşte identic cu cel folosit pentru măsurarea curentului, este foarte util în practică deoarece cu acelaşi aparat se poate măsura atît curentul cît şi factorul de putere.

Pentru executarea măsurării este necesar să se dispună de o fază (izolată sau nu) a

sistemului trifazat respectiv peste care se aşază cleştele şi dă posibilitatea de a racorda un circuit de tensiune, trifazat, la reţeaua respectivă. Racordarea se poate face fie prin fişe monofazice, cînd există o priză trifazică, fie prin trei cîrlige monofazice agăţate pe linia aeriană sau pe barele colectoare.

I. Descrierea aparatului şi principiul de funcţionare

Aparatul se compune din următoarele elemente:

1. *Un transformator de curent de tip cleşte Tr. Cl*, fig. 1) cu circuit magnetic mobil, astfel,

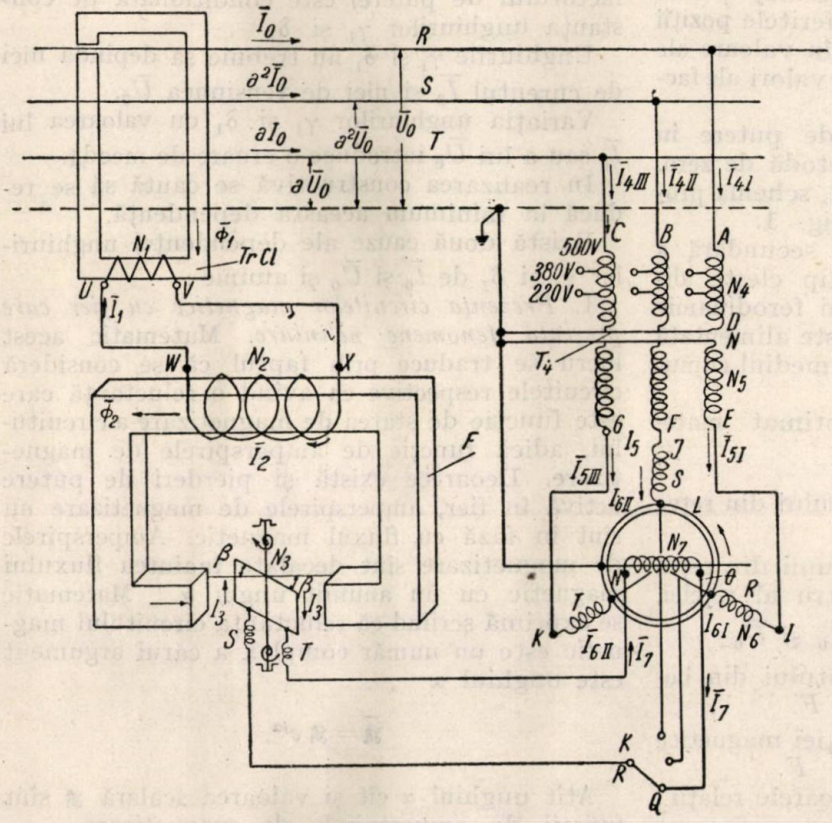


Fig. 1

încît să poată îmbrăţişa conductorul străbătut de curentul care se măsoară.

Transformatorul este întru totul asemănător cu cele folosite la ampermetrele-cleşte.

2. *Un transformator trifazat* penru alimentarea de la reţeaua de curent alternativ trifazat a circuitului de tensiune a aparatului (*Tr* în fig. 1).

Infăşurarea primară a transformatorului este prevăzută cu prize care permit alimentarea transformatorului de la reţele cu tensiuni diferite. Astfel în fig. 1 transformatorul este prevăzut în înfăşurarea primară cu trei prize pentru tensiunile de 500 V, 380 V şi 220 V.

3. *Un decalator de fază* (*D* în fig. 1). Statorul are o înfăşurare trifazată alimentată de secundarul transformatorului *Tr* menţionat la punctul 2. Rotorul are o înfăşurare monofazată.

4. *Un aparat de măsurat ferodinamic* (*F* în fig. 1) format dintr-un circuit magnetic pe care se află o înfăşurare care constituie bobina fixă a aparatului şi dintr-o bobină mobilă care se găseşte plasată în cîmpul magnetic produs de bobina fixă.

5. *Un comutator* (*K* în fig. 1) pentru reglarea sensibilităţii care permite alimentarea circuitului de tensiune al aparatului *F* cu tensiuni diferite, luate de la prizele înfăşurării rotorice a decalatorului.

Principiul de funcţionare este următorul: atîta timp cît nici prin bobina fixă nici prin bobina mobilă a aparatului *F* nu circulă curent, bobina mobilă are o astfel de poziţie încît planul ei este paralel cu liniile de forţă ale cîmpului magnetic creat de bobina fixă. In această poziţie în care bobina mobilă este reţinută de două arcuri spirale, unghiul β este nul.

In momentul cînd atît bobina fixă cît şi cea mobilă sînt parcurse de curent, se exercită asupra bobinei mobile un cuplu activ, a cărui valoare este proporţională cu produsul dintre valoarea eficace a curentului din bobina mobilă, valoarea eficace a inducţiei magnetice din întrefier şi cosinusul unghiului de decalaj dintre curentul din bobina mobilă şi inducţia magnetică din întrefier. Acestui cuplu activ care tinde să deplaseze bobina mobilă din poziţia sa iniţială de repaus, i se va opune cuplul rezistent creat de arcurile spirale.

Bobina mobilă se va deplasa din poziţia iniţială de repaus definită prin $\beta = 0$ într-o altă poziţie de repaus definită prin $\beta = \beta_1 \neq 0$.

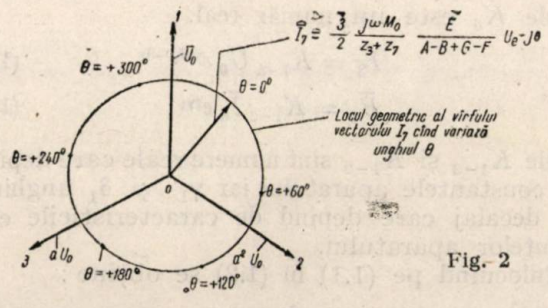


Fig. 2

Dacă după ce bobina mobilă a luat noua sa poziţie de repaus definită prin $\beta = \beta_1 \neq 0$, se roteşte decalatorul *D* şi se variază unghiul de decalaj între curentul bobinei mobile şi inducţia

magnetică în întrefier, astfel încît acest unghi să devină egal cu $\frac{\pi}{2}$, cuplul activ exercitat asupra bobinei devine nul şi sub acţiunea cuplului antagonist, dat de arcurile spirale, bobina mobilă îşi reia poziţia iniţială de repaus definită prin $\beta = 0$.

Unghiul θ, cu care s-a rotit decalatorul peutru ca bobina mobilă să revină în poziţia iniţială $\beta = 0$, este legat printr-o anumită relaţie de unghiul de decalaj φ dintre tensiunea pe o fază a reţelei şi curentul din reţea pe aceeaşi fază. Legătura aceasta va fi stabilită matematic ulterior. Se poate însă vedea de la început că prin determinarea unghiului θ de rotire a decalatorului se poate determina unghiul de decalaj φ care trebuie măsurat. In felul acesta diferitele poziţii ale decalatorului pot fi gradate fie în valoare ale unghiului φ de decalaj fie direct în valori ale factorului de putere cos φ.

Deci, determinarea factorului de putere în acest aparat se face folosind o metodă de zero.

Se va descrie, în cele ce urmează, schema propusă de autor reprezentată în fig. 1.

In această schemă înfăşurarea secundară a transformatorului de curent de tip cleşte alimentează bobina fixă a aparatului ferodinamic F. Bobina mobilă a aparatului F este alimentată de decalatorul de fază D prin intermediul comutatorului K.

Principiul de funcţionare exprimat matematic este arătat mai jos. Fie :

$\bar{I}_0$ — expresia complexă a curentului din reţea pe faza R;

$\bar{U}_0$ — expresia complexă a tensiunii din reţea între faza R şi punctul neutru al reţelei,

φ — unghiul de decalaj dintre $\bar{I}_0$ şi $\bar{U}_0$;

$\bar{I}_3$ — expresia complexă a curentului din bobina mobilă a aparatului F.

$\bar{B}_2$ — expresia complexă a inducţiei magnetice din întrefierul aparatului F.

Cu aceste notaţii se obţin următoarele relaţii :

$$\bar{U}_0 = K_0 \bar{I}_0 e^{j\varphi}, \qquad (1.1)$$

unde K_0 este un număr real.

$$\bar{I}_3 = K_{1-3} \bar{U}_0 e^{j(\delta_1 - \theta)} \qquad (1.2)$$

$$\bar{B}_2 = K_{1-2} \bar{I}_0 e^{j\gamma_1} \qquad (1.3)$$

unde K_{1-3} şi K_{1-2} sînt numere reale care depind de constantele aparatului iar γ_1 şi δ_1 unghiuri de decalaj care depind de caracteristicile elementelor aparatului.

Inlocuind pe (1.1) în (1.2) se obţine :

$$\bar{I}_3 = K_0 K_{1-3} \bar{I}_0 e^{j(\delta_1 - \theta + \varphi)} \qquad (1.4)$$

Din comparaţia relaţiilor (1.3) şi (1.4) rezultă că unghiul de decalaj dintre curentul $\bar{I}_3$ şi inducţia $\bar{B}_2$ este egal cu $\varphi - \theta + \delta_1 - \gamma_1$. Unghiul, cu care trebuie rotit decalatorul pentru ca unghiul dintre $\bar{I}_3$ şi $\bar{B}_2$ să fie egal în valoare absolută cu $\frac{\pi}{2}$ şi prin aceasta cuplul activ exercitat asupra bobinei mobile să se anuleze, este dat de relaţia :

$$\varphi - \theta_0 + \delta_1 - \gamma_1 = \pm \frac{\pi}{2}. \qquad (1.5)$$

Se vede dar că relaţia dintre unghiurile φ şi θ_0 este o relaţie liniară.

Se vede din relaţia (1.5) că valabilitatea metodei de măsurare a decalajului φ (şi deci a factorului de putere) este condiţionată de constanţa unghiurilor γ_1 şi δ_1.

Unghiurile γ_1 şi δ_1 nu trebuie să depindă nici de curentul $\bar{I}_0$ şi nici de tensiunea $\bar{U}_0$.

Variaţia unghiurilor γ_1 şi δ_1 cu valoarea lui $\bar{I}_0$ sau a lui $\bar{U}_0$ introduce o eroare de meodă.

In realizarea constructivă se caută să se reducă la minimum această dependenţă.

Există două cauze ale dependenţei unghiurilor γ_1 şi δ_1 de $\bar{I}_0$ şi $\bar{U}_0$ şi anume :

1. *Prezenţa circuitelor magnetice cu fier care prezintă fenomene neliniare.* Matematic acest lucru se traduce prin faptul că se consideră circuitele respective ca avînd o reluctanţă care este funcţie de starea de magnetizare a circuitului, adică funcţie de amperspirele de magnetizare. Deoarece există şi pierderi de putere activă în fier, amperspirele de magnetizare nu sînt în fază cu fluxul magnetic. Amperspirele de magnetizare sînt decalate înaintea fluxului magnetic cu un anumit unghi α. Matematic se exprimă scriind că reluctanţa circuitului magnetic este un număr complex a cărui argument este unghiul α

$$\bar{\mathfrak{R}} = \mathfrak{R} e^{j\alpha}.$$

Atît unghiul α cît şi valoarea scalară $\mathfrak{R}$ sînt funcţii de amperspirele de magnetizare.

2. A doua cauză a dependenţei unghiurilor γ_1 şi δ_1 de $\bar{I}_0$ $\bar{U}_0$ o constituie faptul că în cursul diferitelor măsurări se modifică elementele care intră în circuitele respective; astfel prin trecerea de la tensiunea de 500 V la tensiunea de 380 V, primarului transformatorului Tr i s-a modificat rezistenţa şi reactanţa de scăpări, lucru care face să se modifice şi decalajul dintre tensiunea $\bar{U}_0$ şi tensiunea înfăşurării secundare a transformatorului.

In paragrafele următoare se vor analiza amănunţit relaţiile de dependenţă dintre curentul $\bar{I}_3$ şi inducţia $\bar{B}_2$ pe de o parte şi curentul $\bar{I}_0$ şi tensiunea $\bar{U}_0$ pe de altă parte.

Din această analiză va reieşi mai clar dependenţa unghiurilor γ_1 şi δ_1 de $\bar{I}_0$ şi $\bar{U}_0$.

II. Determinarea relatiilor dintre diverşii curenţi din circuitele de tensiune ale aparatului si tensiunea de alimentare U_0.

Vom face următoarele notaţii:

$\bar{Z}_3$ — impedanţa complexă a bobinei mobile a decalatorului;

R_4 — rezistenţa ohmică a unei faze a înfăşurării primare a transformatorului Tr;

L_4 — inductanţa de scăpări a unei faze a înfăşurării primare a transformatorului Tr;

$\bar{Z}_4 = R_4 + jL_4\omega$.

R_5 — rezistenţa ohmică a unei faze a înfăşurării secundare a transformatorului;

L_5 — inductanţa de scăpări a unei faze a înfăşurării secundare a transformatorului;

$\bar{Z}_5 = R_5 + j L_5 \omega$

$\bar{\mathfrak{R}}_{4-5} = \mathfrak{R}_{4-5} e^{j\alpha_{4-5}}$ reluctanţa complexă a uneia din coloanele transformatorului Tr;

R_6 — rezistenţa ohmică a unei faze a înfăşurării statorice a decalorului;

L_6 — inductanţa proprie totală a unei faze a înfăşurării statorice a decalorului;

$\bar{Z}_6 = R_6 + j L_6\omega$

R_7 — rezistenţa ohmică a înfăşurării rotorice a decalorului;

L_7 — inductanţa proprie totală a înfăşurării rotorice a decalorului;

$\bar{Z}_7 = R_7 + jL_7\omega$

M_0 — inductanţa mutuală maximă dintre înfăşurarea rotorică şi una oricare din fazele înfăşurării statorice a decalorului;

M_6 — inductanţa mutuală între două faze ale înfăşurării statorice ale decalorului;

$$\bar{A} = \bar{Z}_6 - j\,\omega M_6 = \bar{Z}_{06}$$

$$\bar{B} = \frac{3}{2}\,\frac{M_0^2\,\omega^2}{(\bar{Z}_3+\bar{Z}_7)}$$

$$\bar{Z}_{04} = \frac{4\pi j\omega N_4^2}{\bar{\mathfrak{R}}_{4-5}}$$

$$\bar{E} = \frac{\bar{Z}_{04}}{\bar{Z}_{04}+\bar{Z}_4}\cdot\frac{N_5}{N_4}$$

$$\bar{F} = \frac{\bar{Z}_{04}^2}{\bar{Z}_{04}+\bar{Z}_4}\,\frac{N_5^2}{N_4^2}$$

$$\bar{G} = \bar{Z}_{04}\frac{N_5^2}{N_4^2} + \bar{Z}_5$$

$I_{4I}, I_{4II}, I_{4III}$ — curenţii în primarul transformatorului Tr.

I_4', I_4'', I_4''' — componentele directă, inversă şi homopolară ale curenţilor $I_{4I}, I_{4II}, I_{4III}$;

$I_{5I}, I_{5II}, I_{5III}$ — curenţii în secundarul transformatorului Tr;

I_5', I_5'', I_5''' — componentele directă, inversă şi homopolară ale curenţilor I_{5I}, I_{5II} şi I_{5III};

$I_{6I}, I_{6II}, I_{6III}$ — curenţii în statorul decalorului;

I_6', I_6'', I_6''' — componentele directă, inversă şi homopolară ale curenţilor I_{6I}, I_{6II} şi I_{6III};

I_7 — curentul din rotorul decalatorului egal cu cel din bobina mobilă a aparatului F.

Cu aceste notaţii calculele pe care nu le mai reproducem aici, ne dau pentru expresiile diferiţilor curenţi următoarele valori:

$$I_4' = \frac{\bar{E}^2\left(\bar{A} - \frac{\bar{B}}{2} + \bar{G} - \bar{F}\right)}{(\bar{A}+\bar{G}-\bar{F})(\bar{A}-\bar{B}+\bar{G}-\bar{F})}\bar{U}_0 + \frac{\bar{U}_0}{\bar{Z}_{04}+\bar{Z}_4}, \quad (2{,}1)$$

$$I_4'' = \frac{\bar{E}^2\left(\frac{\bar{B}}{2}\right)}{(\bar{A}+\bar{G}-\bar{F})(\bar{A}-\bar{B}+\bar{G}-\bar{F})}\bar{U}_0\,e^{-j2\theta} \quad (2.2)$$

$$I_4''' = 0 \quad (2.3)$$

$$I_5' = I_6' = \frac{\bar{E}\left(\bar{A}+\bar{G}-\bar{F}-\frac{\bar{B}}{2}\right)}{(\bar{A}+\bar{G}-\bar{F})(\bar{A}+\bar{G}-\bar{F}-\bar{B})}\bar{U}_0 \quad (2.4)$$

$$I_5'' = I_6'' = \frac{\bar{E}\,\frac{\bar{B}}{2}}{(\bar{A}+\bar{G}-\bar{F})(\bar{A}+\bar{G}-\bar{F}-\bar{B})}\bar{U}_0\,e^{-j2\theta} \quad (2.5)$$

$$I_5''' = I_6''' = 0 \quad (2.6)$$

$$\bar{I}_7 = \frac{3}{2}\,\frac{j\,\omega M_0}{\bar{Z}_3+\bar{Z}_7}\,\frac{\bar{E}}{\bar{A}+\bar{G}-\bar{F}-\bar{B}}\bar{U}_0\,e^{-j\theta}. \quad (2.7)$$

Din analiza expresiei curenţilor în diversele elemente ale circuitelor de tensiune, rezultă următoarele:

1. Curentul în circuitul rotoric al decalatorului (D) (2.7) este reprezentat de un vector a cărui lungime nu depinde de unghiul θ şi al cărui unghi de decalaj faţă de tensiunea de alimentare $\bar{U}_0$ creşte proporţional cu unghiul θ. Coeficientul de proporţionalitate este în cazul general egal cu p unde p reprezintă numărul de perechi de poli ale înfăşurării statorice, iar în cazul de faţă coeficientul de proporţionalitate este egal cu unitatea de oarece înfăşurarea statorică a fost presupusă cu doi poli.

Locul geometric al vîrfului vectorului curentului $\bar{I}_7$ este un cerc care are centrul în origine.

In fig. 2 este reprezentat curentul $\bar{I}_7$ în raport cu tensiunile $\bar{U}_0$, $a^2\bar{U}_0$ şi $a\bar{U}_0$ de alimentare.

2. Curenţii din secundarul transformatorului Tr (egali cu cei din statorul decalorului) sînt compuşi dintr-o secvenţă directă dată de formula (2.4) şi dintr-o secvenţă inversă dată de formula (2.5); secvenţa lor homopolară este nulă.

Se vede că în timp ce curenţii de secvenţă directă $\bar{I}_6'$ rămîn aceiaşi atît ca amplitudine cît şi ca fază, oricare ar fi unghiul θ, curenţii de secvenţă inversă $\bar{I}_6''$ au amplitudinea independentă de unghiul θ, dar faza lor depinde liniar de θ.

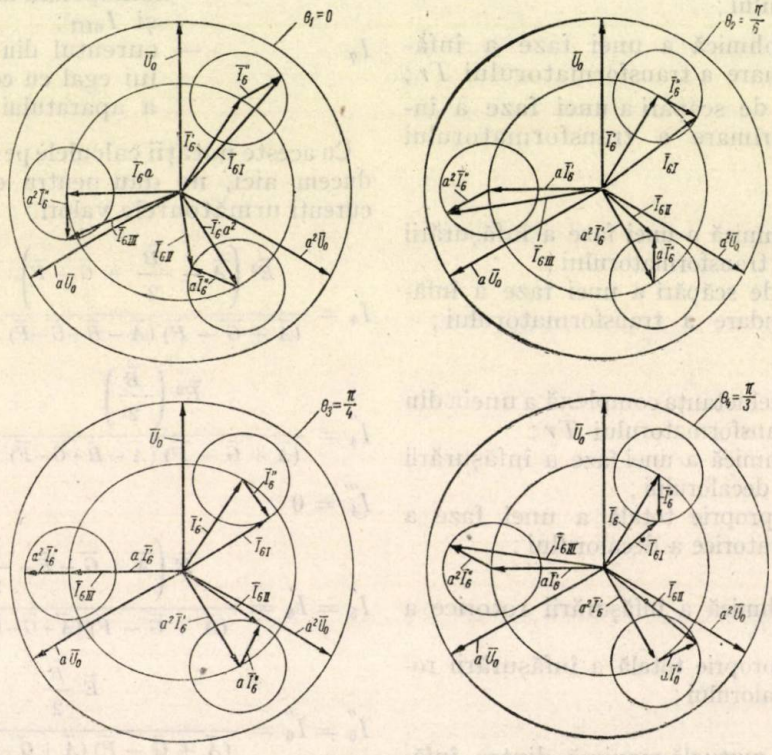


Fig. 3

In fig. 3 sînt reprezentaţi curenţii $\bar{I}_{6I} = \bar{I}_{5I}$, $\bar{I}_{6II}$, $= \bar{I}_{5II}$ $\bar{I}_{6III} = \bar{I}_{5III}$ precum şi componentele lor de secvenţă directă şi inversă pentru patru cazuri şi anume $\theta_1 = 0$, $\theta_2 = \frac{\pi}{6}$, $\theta_3 = \frac{\pi}{4}$, $\theta_4 = \frac{\pi}{3}$.

Se vede că pe fiecare fază valoarea eficace a curentului oscilează între valoarea minimă egală cu $\bar{I}_{6min} = |\bar{I}_6'| - |\bar{I}_6''|$ şi o valoare maximă egală cu $\bar{I}_{6max} = |\bar{I}_6'| + |\bar{I}_6''|$.

3. Curenţii în circuitul primar al transformatorului *Tr* sînt compuşi dintr-o secvenţă directă dată de formula (2.1) şi dintr-o secvenţă inversă dată de formula (2.2); secvenţa lor homopolară este nulă.

Se vede, de asemenea, că în timp ce curenţii de secvenţă directă $\bar{I}_4'$ rămîn aceiaşi atît ca amplitudine cît şi ca fază, oricare ar fi unghiul θ, curenţii de succesiune inversă $\bar{I}_4''$ au amplitudinea independentă de unghiul θ dar faza lor depinde liniar de θ.

Şi în cazul acesta pe fiecare fază valoarea eficace a curentului oscilează într-o valoare minimă $I_{4\,min} = |\bar{I}_4'| - |\bar{I}_4''|$ şi o valoare maximă egală cu $I_{4\,max} = |\bar{I}_4'| + |\bar{I}_4''|$.

III. Ecuaţiile de funcţionare în circuitul secundar al transformatorului de curent de tip cleşte (*Cl*)

$$4\pi\,(\bar{I}_0 + N_1\bar{I}_1) = \bar{\mathfrak{R}}_1\bar{\Phi}_1 \qquad (3.1)$$

$$j\omega N_1\Phi_1 + (R_1 + J\omega L_1 + \bar{Z}_2)\;\bar{I}_1 = 0 \qquad (3.2)$$

S-a notat :

$\bar{\Phi}_1$ — fluxul în circuitul magnetic al transformatorului de curent de tip cleşte (*Cl*);

$\bar{Z}_1 = R_1 + J\omega L_1$ — impedanţa complexă de scăpări a circuitului secundar al transformatorului de curent de tip cleşte (*Cl*);

R_1 — rezistenţa ohmică a circuitului secundar al transformatorului de curent de tip cleşte (*Cl*);

L_1 — inductanţa de scăpări a aceluiaşi circuit;

$\bar{Z}_2$ — impedanţa complexă totală a circuitului alimentat de secundarul transformatorului de curent tip cleşte (*Cl*);

$\bar{\mathfrak{R}}_1$ — Reluctanţa complexă a circuitului magnetic al transformatorului de curent de tip cleşte (*Cl*).

Introducînd relaţia (3.1) în (3.2) se obţine :

$$\frac{4\pi j\omega N_1}{\bar{\mathfrak{R}}_1}\bar{I}_0 + \frac{4\pi j\omega N_1^2}{\bar{\mathfrak{R}}_1}\bar{I}_1 + (R_1 + J\omega L_1 + \bar{Z}_2)\,\bar{I}_1 = 0 \qquad (3.3)$$

$$\bar{I}_1 = \frac{1}{N_1}\cdot\frac{\bar{I}_0}{1 + \dfrac{R_1 + j\omega L_1 + \bar{Z}_2}{\dfrac{4\pi j\omega N_1^2}{\bar{\mathfrak{R}}_1}}} \qquad (3.4)$$

IV. Stabilirea relatiilor între curentul $\bar{I}_3$ si inductia magnetică $\bar{B}_2$ pe de o parte si tensiunea $\bar{U}_0$ si curentul $\bar{I}_3$ pe de alta parte

Pe baza relaţiilor stabilite în capitolele II şi III se pot exprima constantele $K_{1-2}\, e^{j\gamma_1}$, $K_{1-3}\, e^{j\delta_1}$, $K_{2-2}\, e^{j\delta_2}$, $K_{2-3}\, e^{j\gamma_2}$ în funcţie de constantele aparatului.

Relaţia între $\bar{B}_2$ şi $\bar{I}_0$ s-a exprimat, în general, în capitolul I sub forma:

$$\bar{B}_2 = K_{1-2}\, e^{j\gamma_1}\, \bar{I}_0. \tag{4.1}$$

De asemenea se obţine pentru bobina fixă a aparatului ferodinamic (F)

$$4\pi \bar{I}_1 = \bar{\mathfrak{R}}_2\, \bar{\Phi}_2 = \bar{\mathfrak{R}}_2\, S_2\, \bar{B}_2, \tag{4.2}$$

sau

$$\bar{B}_2 = \frac{4\pi}{S_2\, \bar{\mathfrak{R}}_2\, e^{j\alpha_2}}\, \bar{I}_1. \tag{4.3}$$

S-a notat:

$\bar{\mathfrak{R}}_2 = \mathfrak{R}_2 e^{j\alpha_2}$ — reluctanţa complexă a circuitului magnetic al bobinei fixe (circuitul magnetic al aparatului ferodinamic);

S_2 — aria prin care trece fluxul Φ_2 în întrefier.

Din relaţiile (3.4) şi (4.3) se obţine:

$$\bar{B}_2 = \frac{4\pi}{S_2\, \bar{\mathfrak{R}}_2\, e^{j\alpha_2}} \cdot \frac{1}{N_1} \cdot \frac{\bar{I}_1}{1 + \dfrac{R_1 + jL_1\omega + \bar{Z}_2}{\dfrac{4\pi j\omega N_1^2}{\bar{\mathfrak{R}}_1\, e^{j\alpha_1}}}} \tag{4.4}$$

Impedanţa $\bar{Z}_2$ se poate scrie:

$$\bar{Z}_2 = R_2 + J\omega L_2 + \frac{4\pi j\omega N_2^2}{\bar{\mathfrak{R}}_2\, e^{j\alpha_2}} \tag{4.5}$$

unde s-a notat:

R_2 — rezistenţa ohmică a circuitului bobinei fixe a aparatului;

L_2 — inductanţa de scăpări a bobinei fixe a aparatului.

Din introducerea relaţiei (4.5) în relaţia (4.4) se obţine

$$\bar{B}_2 = \frac{4\pi}{N_1 S_2\, \bar{\mathfrak{R}}_2\, e^{j\alpha_2}} \cdot \frac{\bar{I}_0}{\left\{1 - j\dfrac{[R_1+R_2+j\omega(L_1+L_2)]}{4\pi N_1^2\,\omega}\bar{\mathfrak{R}}_1\, e^{j\alpha_1} + \dfrac{\mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_2}\dfrac{N_2^2}{N_1^2}\, e^{j(\alpha_1-\alpha_2)}\right\}} \tag{4.6}$$

Din compararea ecuaţiilor (1.3) şi (4.6) se obţine:

$$K_{1-2}\, e^{j\gamma_1} = \frac{4\pi}{N_1 S_2\, \bar{\mathfrak{R}}_2\, e^{j\alpha_2}} \cdot \frac{1}{\left\{1 - j\dfrac{[R_1+R_2+j\omega(L_1+L_2)]}{4\pi N_1^2\,\omega}\bar{\mathfrak{R}}_1\, e^{j\alpha_1} + \dfrac{\mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_2}\dfrac{N_2^2}{N_1^2}\, e^{j(\alpha_1-\alpha_2)}\right\}} \tag{4.7}$$

Relaţia între curentul $\bar{I}_3$ şi tensiunea $\bar{U}_0$ a fost scrisă. în general, în capitolul I sub forma:

$$\bar{I}_3 = K_{1-3}\, e^{j\delta_2}\, \bar{U}_0\, e^{-j\theta} \tag{4.8}$$

Conform relaţiei (2.7)

$$\bar{I}_3 = \frac{3}{2}\frac{j\omega M_0}{\bar{Z}_3+\bar{Z}_7} \cdot \frac{N_5}{N_4} \cdot \frac{1}{1+\dfrac{\bar{Z}_4}{\bar{Z}_{04}}} \cdot \frac{\bar{U}_0\, e^{-j\theta}}{\bar{Z}_{06} - \dfrac{3}{2}\dfrac{M_0^2\omega^2}{\bar{Z}_3+\bar{Z}_7} + \bar{Z}_5 + \dfrac{\bar{Z}_4 N_5^2}{N_4^2\left[1+\dfrac{\bar{Z}_4}{\bar{Z}_{04}}\right]}} \tag{4.9}$$

Din compararea relaţiilor (4.9) şi (4.8) rezultă că:

$$K_{1-2}\, e^{j\delta_1} = \frac{3}{2}\frac{j\omega M_0}{\bar{Z}_3+\bar{Z}_7} \cdot \frac{N_5}{N_4} \cdot \frac{1}{1+\dfrac{\bar{Z}_4}{\bar{Z}_{04}}} \cdot \frac{1}{\bar{Z}_{06} - \dfrac{3}{2}\dfrac{M_0^2\omega^2}{\bar{Z}_3+\bar{Z}_7} + \bar{Z}_5 + \dfrac{N_5^2}{N_4^2}\dfrac{\bar{Z}_4}{1+\dfrac{\bar{Z}_4}{\bar{Z}_{04}}}} \tag{4.10}$$

V. Ecuaţia de funcţionare a echipajului mobil al aparatului ferodinamic (F)

Conform cu cele arătate în capitolul IV, poziţia relativă a vectorilor $\bar{I}_3$ (curentul prin bobina mobilă), $\bar{B}_2$ (inducţia în întrefier) $\bar{U}_0$ (tensiunea pe fază la alimentare) şi $\bar{I}_0$ (curentul principal) este reprezentată în fig. 4.

Se vede că unghiul cu care este decalat $\bar{I}_3$ înaintea lui $\bar{B}_2$ este $\varphi + \delta_1 - \gamma_1 - \theta_1$.

In consecinţă se poate scrie:

$$b_2 = \sqrt{2}\; B_2 \sin \omega t \tag{5.1}$$

$$i_3 = \sqrt{2}\; I_3 \sin(\omega t + \varphi + \delta_1 - \gamma_1 - \theta). \tag{5.2}$$

Cuplul activ care se exercită asupra echipajului mobil datorită faptului că bobina sa este parcursă de curentul i_3 şi se află plasată în cîmpul de inducţie magnetică b_2 este:

$$c_a = 2\; r l_a \tag{5.3}$$

unde s-a notat :

r — raza cercului pe care îl descrie bobina mobilă în mişcarea sa ;

f_a — forţa exercitată asupra unei laturi a bobinei mobile

$$f_a = N_3 b_2 i_3 l \tag{5.4}$$

unde s-a notat : l — lungimea unei laturi a bobinei mobile care se află în cîmpul magnetic.

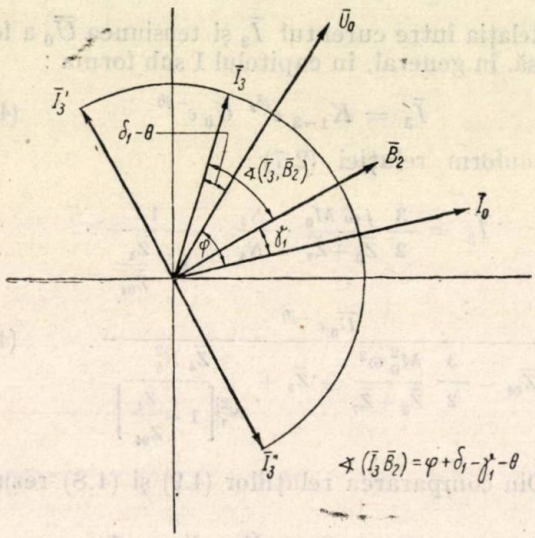


Fig. 4

Rezultă dar :

$$c_a = 2\ rlN_3 b_2 i_3. \tag{5.5}$$

Dar produsul $2\ rl$ reprezintă aria prin care trece fluxul magnetic Φ_2 prin bobina mobilă. Această arie se va nota cu S_3. Rezultă dar :

$$c_a = S_3 N_3 b_2 i_3 \tag{5.6}$$

Acest cuplu tinde să rotească echipajul mobil în sensul măririi unghiului β (fig. 1).

Introducînd relaţiile (5.1) şi (5.2) în relaţia (5.6) se obţine :

$$c_a = 2S_3 N_3 B_2 I_3 \sin \omega t \sin (\omega t + \varphi + \delta_1 - \gamma_1 - \theta) \tag{5.7}$$

Punînd :

$$2 \sin \omega t \sin (\omega t + \varphi + \delta_1 - \gamma_1 - \theta) = \tag{5.8}$$
$$= \cos (\varphi + \delta_1 - \gamma_1 - \theta) - \cos (2\omega t + \varphi + \delta_1 - \gamma_1 - \theta)$$

se obţine :

$$c_a = S_3 N_3 B_2 I_3 [\cos (\varphi + \delta_1 - \gamma_1 - \theta) - \cos (2\omega t + \varphi + \delta_1 - \gamma_1 - \theta) \tag{5.9}$$

După cum se vede cuplul activ este alcătuit din două părţi :

— o componentă constantă egală cu valoarea medie a cuplului activ şi anume

$$C_{a\ med} = S_3 N_3 B_2 I_3 \cos (\varphi + \delta_1 - \gamma_1 - \theta) \tag{5.10}$$

— o componentă sinusoidală de pulsaţie 2ω cu valoarea maximă :

$$S_3 N_3 B_2 I_3.$$

Cuplul rezistent creat de arcurile spirale este :

$$C_r = \lambda\beta = \frac{2\ C_{r\,90°}\ \beta}{\pi} \tag{5.11}$$

unde :

λ este cuplul rezistent pentru o rotire de un radian

$C_{r\,90°}$ — cuplul rezistent pentru o rotire de $\frac{\pi}{2}$ radian sau 90°.

Poziţia de repaus a echipajul mobil este dată condiţia :

$$C_{a\ med} = C_r \tag{5.12}$$

$$\lambda\beta = S_3\ N_3\ B_2 I_3 \cos (\varphi + \delta_1 - \gamma_1 - \theta) \tag{5.13}$$

de unde rezultă :

$$\beta = \frac{S_3 N_3 B_2 I_3}{\lambda} \cos (\varphi + \delta_1 - \gamma - \theta) \tag{5.14}$$

sau :

$$\beta = \frac{\pi}{2} \frac{S_3 N_3 B_2 I_3}{C_{r\,90°}} \cos (\varphi + \delta_1 - \gamma_1 - \theta) \tag{5.15}$$

Dacă se exprimă :

S_3 în cm², B_2 în gauşi, I_3 în amperi, Cr 90° în mg × cm, β în radian ;

formula devine :

$$\beta_{(rad)} = \frac{N_3}{6{,}2452} \cdot \frac{S_3\,(cm^2) B_2\,(gauşi) I_3\,(apmeri)}{C_{r\,90°}\,(mg.\ cm)} \cos (\varphi + \delta_1 - \gamma_1 - \theta) \tag{5.16}$$

Se vede din această formulă că pentru ca deviaţia β să fie nulă există două soluţii pentru θ şi anume :

$$\theta_0' = \varphi + \delta_1 - \gamma_1 - \frac{\pi}{2} \tag{5.17}$$

care corespunde cu un decalaj al vectorului $\bar{I}_3$ înaintea vectorului $\bar{B}_2$ de $\frac{\pi}{2}$ (poziţia vectorului $\bar{I}_3$ pentru $\theta = \theta_0'$ este reprezentată în fig. 4 prin vectorul $\bar{I}_3'$) şi

$$\theta_0'' = \varphi + \delta_1 - \gamma_1 + \frac{\pi}{2} \tag{5.18}$$

care corespunde cu un decalaj al vectorului $\bar{I}_3$ în urma vectorului $\bar{B}_2$ cu $\frac{\pi}{2}$ (poziția vectorului $\bar{I}_3$ pentru $\theta = \theta_0''$ este reprezentată în fig. 4 prin vectorul $\bar{I}_3''$).

Cele două poziții se pot distinge între ele în următorul mod :

— Se presupune întîi că unghiul θ trece de la valoarea $\theta_0' - \Delta\theta$ la valoarea $\theta_0' + \Delta\theta$ adică unghiul θ este crescut cu valoarea $2\,\Delta\theta$ în jurul valorii de zero a echipajului mobil corespunzător lui θ_0'.

Se vede din formula (5.16) că în acest caz deviația trece de la o valoare proporțională cu $\cos\left(\frac{\pi}{2} + \Delta\theta\right)$ la o valoare proporțională cu $\cos\left(\frac{\pi}{2} - \Delta\theta\right)$ deci echipajul mobil trece prin zero de la valori negative la valori pozitive ale unghiului β.

— Se presupune apoi că unghiul θ trece de la valoarea $\theta'' - \Delta\theta$ la valoarea $\theta_0'' + \Delta\theta$, adică unghiul θ crește cu valoarea $2\,\Delta\theta$ în jurul valorii de zero a echipajului mobil corespunzătoare lui θ_0''.

Se vede din formula (5.16) că în cest caz deviația trece de la o valoare proporțională cu $\cos\left(-\frac{\pi}{2} + \Delta\theta\right)$ la o valoare proporțională cu $\cos\left(-\frac{\pi}{2} - \Delta\theta\right)$ deci echipajul mobil trece prin zero de la valori pozitive la valori negative ale unghiului β adică tocmai invers decît în primul caz.

Rezultă deci din cele de mai sus următorul principiu de măsurare ; după conectarea aparatului, se rotește decalatorul în sensul indicat ca pozitiv (sensul succesiunii fazelor) pînă cînd acul indicator al aparatului ferodinamic ajunge în poziția de zero ; sensul în care acul indicator se mișcă pentru a ajunge la zero trebuie să coincidă cu sensul indicat pe aparat și pentru care aparatul a fost etalonat.

VI. Studiul sensibilității aparatului și preciziei determinării factorului de putere

Deviația β a acului indicator al aparatului ferodinamic este o funcție de unghiul θ cu care s-a rotit decalatorul

$$\beta = f(\theta). \tag{6.1}$$

In consecință, se definește sensibilitatea aparatului ca fiind expresia

$$S = \frac{\partial\beta}{\partial\theta} = \frac{\partial f(\theta)}{\partial\theta} = f'(\theta). \tag{6.2}$$

Cu această definiție înseamnă că pentru o rotație a decalatorului cu unghiul $\Delta\theta$, echipajul mobil al aparatului se rotește cu un unghi $\Delta\beta$ definit (în cazul cînd unghiurile $\Delta\theta$ și $\Delta\beta$ sînt mici) prin :

$$\Delta\beta = \frac{\partial\beta}{\partial\theta}\Delta\theta = S\Delta\theta. \tag{6.3}$$

Se vede că cu cît sensibilitatea S este mai mare, cu atît pentru un același $\Delta\theta$, unghiul $\Delta\beta$ este mai mare sau, pentru un același $\Delta\beta$, unghiul $\Delta\theta$ este mai mic.

Sensibilitatea este după cum se poate vedea, o mărime fără dimensiuni și se poate exprima prin rad/rad sau grade/grade. Sensibilitatea care interesează, este aceea din preajma poziției de zero ($\beta = 0$) adică $S_0 = \left(\frac{\partial\beta}{\partial\theta}\right)_{\beta=0}$

Precizia determinării factorului de putere cos φ se apreciază folosind noțiunea de sensibilitate în modul următor :

Fie $\Delta\beta_{min}$ cea mai mică variație a unghiului β care se poate aprecia pe scara aparatului.

Fie aparatul ferodinamic considerat în poziția de zero pentru care există un unghi la decalator de

$$\theta_0 = \varphi + \delta_1 - \gamma_1 \pm \frac{\pi}{2}. \tag{6.4}$$

Nu se poate observa o mișcare a echipajului mobil a aparatului ferodinamic decît dacă el se rotește fie cu $\Delta\beta_{min}$ spre dreapta, fie cu $\Delta\beta_{min}$ spre stînga.

Acest lucru are drept urmare că dacă unghiul θ variază în intervalul $\theta_0 - \frac{1}{S_0}\Delta\beta$ la $\theta_0 + \frac{1}{S_0}\Delta\beta_{min}$ nu se poate observa nici o deviație din poziția de zero a acului indicator al aparatului ferodinamic.

Intervalul între $\theta_0 - \frac{1}{S_0}\Delta\beta_{min}$ și $\theta_0 + \frac{1}{S_0}\Delta\beta_{min}$ se numește zonă de insensibilitate a aparatului.

Mărimea zonei de insensibilitate este de

$$\varepsilon = \frac{2\Delta\beta_{min}}{S_0}.$$

Se vede că mărimea zonei de insensibilitate este invers proporțională cu sensibilitatea S_0.

Citirea unghiului φ de decalaj se face, așa dar, cu aproximația acestei zone de insensibilitate.

Se determină în realitate un $\varphi_{min} = \varphi - \frac{\Delta\beta_{min}}{S_0}$ și un $\varphi_{max} = \varphi + \frac{\Delta\beta_{min}}{S_0}$.

In consecință, se determină un factor de putere maxim :

$$(\cos\varphi)_{max} = \cos\left(\varphi - \frac{\Delta\beta_{min}}{S_0}\right) \tag{6.5}$$

și un factor de putere minim :

$$(\cos\varphi)_{max} = \cos\left(\varphi + \frac{\beta\Delta_{min}}{S_0}\right). \tag{6.6}$$

Imprecizia determinării factorului de putere este deci :

$$K = \frac{\cos\left(\varphi - \frac{\Delta\beta_{min}}{S_0}\right) - \cos\left(\varphi + \frac{\Delta\beta_{min}}{S_0}\right)}{\cos\varphi} = 2\sin\frac{\Delta\beta_{min}}{S_0}\,\mathrm{tg}\,\varphi \qquad (6.7)$$

Se vede că imprecizia acestei măsurători creşte foarte mult cînd $\varphi = \frac{\pi}{2}$ şi este foarte mică atunci cînd $\varphi = 0$.

Rezultă că pentru definirea sensibilităţii aparatului şi a preciziei măsurării s-au introdus următoarele trei noţiuni :

Sensibilitatea S_0 definită prin :

$$S_0 = \left(\frac{\partial\beta}{\partial\theta}\right)_{\beta=0} \qquad (6.8)$$

Zona de insensibilitate definită prin :

$$\varepsilon = \frac{2\,\Delta\beta_{min}}{S_0}. \qquad (6.9)$$

Imprecizia relativă a determinării factorului de putere definită prin

$$K = 2\sin\frac{\Delta\beta_{min}}{S_0}\,\mathrm{tg}\,\varphi \qquad (6.10)$$

Expresia sensibilităţii este calculată în cele ce urmează :

Folosind formula (5.16) se obţine :

$$S = \frac{\partial\beta}{\partial\theta} = \frac{N_3}{6{,}2452}\cdot\frac{S_3 B_2 I_3}{C_{r\,90°}}\sin(\varphi + \delta_1 - \gamma_1 - \theta). \qquad (6.11)$$

In cazul cînd $\theta = \theta_0'$ definit prin (5.17) se obţine :

$$S_0 = \left(\frac{\partial\beta}{\partial\theta}\right)_{\beta=0} = \frac{N_3}{6{,}2452}\cdot\frac{S_3\,(\mathrm{cm}^2)\,B_2\,(\text{gauşi})\,I_3\,(\text{amperi})}{C_{r\,90°}\,(\text{mg, cm})}. \qquad (6{,}.12)$$

VII. Studiul erorilor sistematice ale aparatului si mijloacele de reducere a lor

Cosfimetrul cleşte, descris în lucrarea de faţă, trebuie să permită măsurarea factorului de putere într-un domeniu destul de extins de curenţi de exemplu de la 10 la 600 A şi în reţele avînd diferite tensiuni.

Valabilitatea principiului de măsurare este însă condiţionată de constanţa unghiurilor γ_1 şi δ_1 şi independenţa lor de curentul $\bar{I}_0$ sau tensiunea $\bar{U}_0$. In măsura în care aceste unghiuri depind de $\bar{I}_0$ şi $\bar{U}_0$, în aceeaşi măsură determinarea factorului de putere cu cosfimetrul cleşte este afectată de erori.

In adevăr, fie pentru un anumit curent $\bar{I}_0'$ valorile unghiurilor γ_1 şi δ_1

$$\gamma_1 = \gamma_1' \qquad (7.1)$$

şi

$$\delta_1 = \delta_1' \qquad (7.2)$$

şi pentru un alt curent $\bar{I}_0'' = \bar{I}_0' + \Delta\bar{I}_0$

$$\gamma_1 = \gamma_1'' = \gamma_1' + \Delta\gamma_1 \qquad (7.3)$$

$$\delta_1 = \delta_1'' = \delta_1' + \Delta\delta_1 \qquad (7.4)$$

în ipoteza că, unghiurile γ_1 şi δ_1 depinde de $\bar{I}_0'$.

Determinarea unghiului de decalaj între $\bar{I}_0'$ şi $\bar{U}_0$ cu ajutorul decalatorului se face atunci prin formula :

$$\theta_0' = \varphi + \delta_1' - \gamma_1' - \frac{\pi}{2} \qquad (7.5)$$

De asemenea, determinarea unghiului de decalaj între $\bar{I}_0''$ şi $\bar{U}_0$ cu ajutorul decalatorului se face atunci prin formula :

$$\theta_0'' = \left(\varphi + \delta_1' - \gamma_1' - \frac{\pi}{2}\right) + (\Delta\delta_1 - \Delta\gamma_1) \qquad (7.6)$$

Dacă aparatul a fost etalonat pentru $\bar{I}_0'$ determinarea decalajului dintre $\bar{I}_0''$ şi $\bar{U}_0$ se face cu eroarea sistematică $\Delta\delta_1 - \Delta\gamma_1$.

In cele ce urmează se vor studia expresiile unghiurilor γ_1 şi δ_1 precum şi dependenţa lor de $\bar{I}_0$ şi $\bar{U}_0$.

Din relaţia (4.7) se deduce :

$$\gamma_1 = \mathrm{arc\ tg}\,\frac{\left[\frac{R_1+R_2}{4\pi N_1^2\,\omega}\,\Re_1\cos\alpha_1 - \frac{(L_1+L_2)\,\Re_1}{4\pi N_1^2}\sin\alpha_1 - \frac{\Re_1}{\Re_2}\frac{N_2^2}{N_1^2}\sin(\alpha_1-\alpha_2)\right]}{\left[1 + \frac{L_1+L_2}{4\pi N_1^2}\,\Re_1\cos\alpha_1 + \frac{R_1+\Re_2}{4\pi N_1^2\,\omega}\,\Re_1\sin\alpha_1 + \frac{\Re_1}{\Re_2}\frac{N_2^2}{N_1^2}\cos(\alpha_1-\alpha_2)\right]} - \alpha_1 \qquad (7.7)$$

Din aceste mărimi $\Re_1$, $\Re_2$, α_1 și α_2 sînt funcții de $\bar{I}_0$ așa dar și γ_1 este funcție de $\bar{I}_0$.

Din relația (4.10) se deduce :

$$\delta_1 = \frac{\pi}{2} + \delta_1' + \delta_1'' + \delta_1''' \tag{7.8}$$

unde :

$$\delta_1' = - \operatorname{arctg} \frac{(L_7 + L_3)\,\omega}{R_7 + R_3} \tag{7.9}$$

$$\delta_1'' = \operatorname{arctg} \frac{\left[\frac{R_4 \Re_{4-5}}{4\pi N_4^2 \omega} \cos \alpha_{4-5} - \frac{L_4 \Re_{4-5}}{4\pi N_4^2} \sin \alpha_{4-5}\right]}{\left[1 + \frac{L_4 \Re_{4-5}}{4\pi N_4^2} \cos \alpha_{4-5} + \frac{R_4 \Re_{4-5}}{4\pi N_4^2 \omega} \sin \alpha_{4-3}\right]} \tag{7.10}$$

$$\delta_1''' = - \operatorname{arctg} \frac{\text{partea imaginară} \left[\bar{Z}_{06} - \frac{3}{2} \frac{M_0^2 \omega^2}{\bar{Z}_3 + \bar{Z}_7} + \bar{Z}_5 + \frac{N_5^2}{N_4^2} \frac{\bar{Z}_4}{\left(1 + \frac{\bar{Z}_4}{\bar{Z}_{04}}\right)}\right]}{\text{partea reală} \left[\bar{Z}_{06} - \frac{3}{2} \frac{M_0^2}{\bar{Z}_3 + \bar{Z}_7} + \bar{Z}_5 + \frac{N_5^2}{N_4^2} \frac{\bar{Z}_4}{\left(1 + \frac{\bar{Z}_4}{\bar{Z}_{04}}\right)}\right]} \tag{7.11}$$

Se va considera că abaterile tensiunii efective de la cea nominală în limitele de $\pm 5\%$ la $\pm 10\%$ nu afectează sensibil nici una din mărimile de care depinde δ_1.

In consecință unghiul δ_1 depinde de tensiunea $\bar{U}_0$ numai în măsura în care prin schimbarea tensiunii se schimbă numărul de spire N_4; cu alte cuvinte δ_1 nu depinde diect de $\bar{U}_0$ ci numai de N_4.

Prin schimbarea lui $\bar{U}_0$ se variază deci R_4, L_4 și N_4.

Dar avînd în vedere că

$$\Re_4 = K_{R_4} \cdot N_4 \tag{7.12}$$

(rezistența este proporțională cu numărul de spire)

$$L_4 \simeq K_{L_4} \cdot N_4^2 \tag{7.13}$$

(inductanța este proporțională cu patratul numărului de spire), se vede din relațiile (7.10) și (7.11) că dependența lui δ_1 de N_4 și implicit de U_0 este neglijabilă.

Rezultă deci că, unghiul γ_1 depinde în mod sensibil de $I°$.

Pentru a corecta eroarea care rezultă din această dependență, se adoptă următoarea soluție constructivă :

Reperul zero al unghiului φ, care se citește direct pe cadranul decalatorului, este mobil și aparatul se etalonează separat pentru o serie întreagă de curenți $I_0^{(1)}, I_0^{(2)}, \ldots, I_0^{(n)}$.

Pentru o valoare oarecare a curentului I_0, fie la $I_0^{(p)}$, aparatul se etalonează determinîndu-se poziția p în dreptul căreia trebuie să se așeze reperul zero al unghiului φ. Pentru o altă valoare fie ea $I_0^{(p+1)}$ a curentului I_0 se determină la etalonare poziția $(p+1)$ în dreptul căreia trebuie să se așeze reperul zero al unghiului φ

In cazul cînd se măsoară decalajul unui curent, avînd o valoare $I_0^{(p)}$, se așază inițial reperul zero al unghiului φ în poziția p. In acest fel eroarea datorită dependenței unghiului γ_1 de curentul I_0 este eliminată.

In cazul cînd se măsoară decalajul unui curent, avînd o valoare cuprinsă între $I_0^{(p)}$ și $I_0^{(p+1)}$ se așază reperul zero al unghiului φ între poziția p și poziția $p+1$, aproximînd pe cît se poate mai bine poziția intermediară în funcție de valorile $I_0^{(p)}$ I_0 și $I_0^{(p+1)}$.

Se vede că cu cît valorile $I_0^{(p)}$ și $I_0^{(p+1)}$ sînt mai apropiate, cu atît eroarea de determinare exactă a poziției reperului zero al unghiului φ este mai mică.

VIII. Performanțe de sensibilitate pe care le poate atinge o construcție obișnuită de cosfimetru cleste

Se va calcula numeric sensibilitatea S_0, zona de insensibilitate ε și imprecizia relativă a determinării factorului de putere definite în capitolul VI, în cazul unor date numerice care se pot întîlni la o construcție obișnuită.

Datele numerice cu care se face calculul și care sînt date uzuale la aparate asemănătoare sînt :

1. Domeniul de utilizare :

$$I_{0\,min} = 15 \text{ A} \tag{8.1}$$

$$I_{0\,max} = 600 \text{ A}. \tag{8.2}$$

2. Inducția magnetică în întrefierul aparatului ferodinamic :

$$B_{2\,max} = 600 \text{ gausi la curentul } I_{0\,max} = 600 \text{ A} \tag{8.3}$$

$$B_{2\,min} = 600 \times \frac{15}{350} =$$

$$= 15 \text{ gausi la curentul } I_{0\,min} = 15 \text{ A} \tag{8.4}$$

3. Numărul de spire la bobina mobilă

$$N_3 = 350 \text{ spire} \quad (8.5)$$

4. Curentul din bobina mobilă

$$I_3 = 10 \text{ mA} \quad (86)$$

5. Secţiunea S_3 a bobinei mobile

$$S_3 = 4 \text{ cm}^2 \quad (8.7)$$

6. Cuplul rezistent pentru o deviaţie de 90°

$$Cr\ 90° = 300 \text{ mg} \times \text{cm} \quad (8.8)$$

7. Lungimea acului indicator al aparatului ferodinamic

$$L = 50 \text{ mm} \quad (8.9)$$

8. Cea mai mică fracţiune de arc ce se poate aprecia pe scara aparatului ferodinamic:

$$l_{min} = 0{,}25 \text{ mm} \quad (8.10)$$

Introducînd aceste date numerice se obţine:

$$S_{0\,min} = \frac{[350 \cdot 4 \cdot 15 \cdot 0{,}01]}{6{,}2452 \cdot 300} = 0{,}112 \text{ grad/grad} \quad (8.11)$$

$$S_{0\,max} = S_{0\,min} \frac{600}{15} = 4{,}48 \text{ grad/grad} \quad (8.12)$$

Rezultă:

$$\sin \Delta\beta_{min} \cong \frac{l_{min}}{L} = \frac{0.25}{50} = 0{,}005 \quad (8.13)$$

$$\log \sin \Delta\beta_{min} = \bar{3}{,}69897 \quad (8.14$$

$$\Delta\beta_{min} = 17'\,194 = 0°,\ 2866 \quad (8.15)$$

Inlocuind pe (8.11) respectiv (8.12) şi (8.15) în relaţia (6.9) se obţine:

$$\varepsilon_{max} = \frac{2\,\Delta\beta_{min}}{S_{0\,min}} = \frac{2.0{,}2866}{0{,}112} = 5°.12 \quad (8.16)$$

$$\varepsilon_{min} = \frac{2\Delta\beta_{min}}{S_{0\,max}} = \frac{2 \cdot 0{,}2866}{4{,}48} \sim 0°,\ 128 \sim 7'{,}68. \quad (8.17)$$

De asemenea, introducînd relaţiile (8.11) respectiv (8.12) şi (8.15) în relaţia (6.10), se obţine:

$$K_{max} = 2 \sin \frac{\Delta\beta_{min}}{S_{0\,min}} \operatorname{tg} \varphi \sim 2 \sin \frac{17'2''}{0{,}112} \operatorname{tg}\varphi =$$

$$= 2 \sin 2°{,}33' \operatorname{tg} \varphi = 0{,}08898 \operatorname{tg}\varphi \quad (8.18)$$

$$K_{min} = 2 \sin \frac{\Delta\beta_{min}}{S_{0\,max}} \operatorname{tg}\varphi \sim 2 \sin \frac{17'12''}{4{,}48} \operatorname{tg}\varphi =$$

$$= 2 \sin 3'{,}838 \operatorname{tg} \varphi = 0{,}00222 \operatorname{tg}\varphi. \quad (8.19)$$

Din datele de mai sus se poate vedea că sensibilitatea cosfimetrului cleşte depăşeşte cu mult sensibilitatea care se poate obţine cu alte aparate industriale pentru determinarea factorului de putere avînd în vedere domeniul extins de măsurare în care este folosit acest aparat.

★

КОНСТРУКЦИЯ И РАБОТА КЛЕЩЕЙ-ФАЗОМЕТРОВ

Р е з ю м е

Излагается область применения, дается описание аппарата и принцип работы. После установления различных соотношений между электромагнитными параметрами выводятся рабочие уравнения.

В продолжение, рассматривается чувствительность аппарата и точность определения коэффициента мощности, систематические ошибки аппарата и методы их снижения.

В заключение указываются чувствительности достигнутые клещами-косфиметрами обычной конструкции.

Asupra deformării spiralelor duble ale lămpilor cu incandescență

Ing. A. ROTH

621.326.658.3

Articolul cuprinde unele explicații fizico-matematice asupra deformării spiralelor duble și ca rezultat al acestora o metodă de calcul al spiralelor duble și al unghiului de montare al acestora. Metoda de calcul expusă se bazează pe limitarea deformării spiralelor, în timpul fabricării lor și în montajul lor în lămpile cu incandescență.

In cadrul proiectării și folosirii spiralelor duble au apărut cîteva fenomene diferite de cele ale spiralelor simple. Acest articol tinde să dea o explicație fizico-matematică a acestora.

I. Spiralele lămpilor cu incandenscență se realizează prin înfășurarea filamentului de wolfram pe fire de molibden, operația executîndu-se cu ajutorul unor mașini de spiralizare care antrenează firul de molibden cu o mișcare axială de translație în timp ce cel de wolfram se înfășoară pe aceasta derulîndu-se de pe o bobină rotită în jurul firului de molibden. Transmisia fixă și variabilă a mașinilor de spiralizare poate asigura pasul dorit, prin realizarea unor rapoarte potrivite între turația capului de înfășurare care poartă bobina de wolfram și viteza mișcării de translație a firului (inimii) de molibden.

Spiralizarea simplă este definită prin diametrul d_1 al filamentului de wolfram folosit, diametrul D_1 al inimii de molibden și pasul s_1 al spiralei.

Spiralele duble se realizează prin reînfășurarea spiralelor simple pe o a doua inimă de molibden (de diametrul D_2), fapt pentru care în operația de dublă spiralizare se consideră că la a doua înfășurare „filamentul" are diametrul

$$d_2 = D_1 + 2\,d_1.$$

Spiralizarea dublă este definită prin datele spiralei simple (notate cu indicele 1) și printr-o a doua serie de date (d_2, D_2, s_2) echivalente (notate cu indicele 2).

Deoarece dimensiunile D_1, s_1 și D_2, s_2 variază mult de la o spirală la alta, acestea nu pot fi folosite decît pentru caracterizarea unui singur tip de spirală. Pentru caracterizarea familiilor de spirale (exemplu spirale pentru lămpi normale de anumită durată) se pot întrebuința rapoartele dintre aceste dimensiuni și diametrul filamentului (d_1 respectiv d_2) care se înfășoară. Aceste rapoarte le notăm prin

$$\chi_1 = \frac{D_1}{d_1} \qquad \chi_2 = \frac{D_2}{d_2}$$

$$\sigma_1 = \frac{s_1}{d_1} \qquad \sigma_2 = \frac{s_2}{d_2}$$

In cazul spiralelor simple care urmează să fie întrebuințate ca atare raportul de inimă χ are valori cuprinse între 3 și 5, iar raportul de pas σ variază între 1,3 și 1,7.

Raportul de pas σ ar putea varia teroretic între 1 și 2: $\sigma = 1$ reprezintă cazul în care spirala devine un cilindru, iar $\sigma = 2$ cazul în care golul dintre spire devine egal cu diametrul filamentului, formă sub care spiralele nu mai pot fi depozitate în pachete deoarece se întrepătrund (se încîlcesc). Limitele între care variază raportul de inimă χ sînt determinate de rezistență mecanică a filamentului de wolfram adus la incandescență și de apropierea spirelor datorită formării săgeții între doi susținători (puncte de sprijin ale spiralei în lampă).

Apropierea locală a spiralelor datorită defectelor de pas sau formării săgeții între susținători produce o supraîncălzire locală care modifică viteza de evaporare a wolframului de pe filament, și prin aceasta durata de funcționare a lămpii. Influența acestor neregularități de pas asupra datelor de funcționare ale lămpilor cu vid a fost evaluată cantitativ într-o altă lucrare (Electricitatea, nr. 11—12, 1952 pag. 26).

In spiralele duble, prima spirală suferă prin înfășurarea ei pe a doua inimă de molibden o deformare mai puternică decît cea datorită formării săgeții între susținătorii din lămpile cu spirala simplă. Prin înfășurarea primei spirale

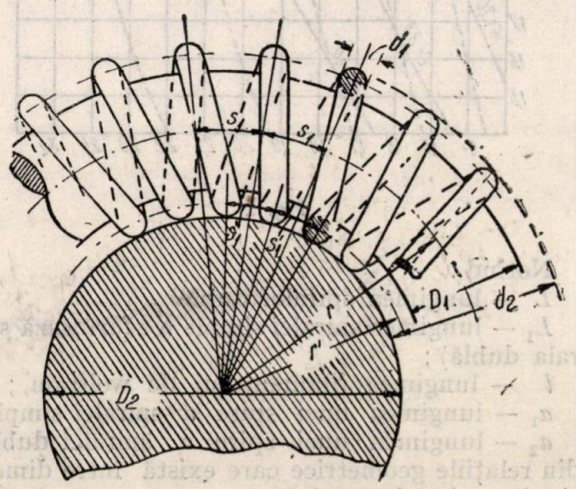


Fig. 1

se produce o apropiere a spirelor în interiorul curburii și o depărtare a lor în exterior (fig. 1). Dacă pasul spiralei simple neînfășurate a fost s_1 acesta se menține prin înfășurare numai la distanța r (fig. 1) de axa spiralei duble.

Deci pasului s_1 îi corespunde raza de înfăşurare

$$r = \frac{D_2 + D_1}{2} + d_1,$$

iar în partea interioară a înfăşurării pasului micşorat s_1' (fig. 1) îi corespunde

$$r' = \frac{D_2 + d_1}{2}$$

deformarea spiralei — exprimată prin raportul modificării pasului este

$$K = \frac{s_1'}{s_1} = \frac{r'}{r} = \frac{D_2 + d_1}{D_2 + D_1 + 2d_1}.$$

Ţinînd seama de expresia raportului de inimă χ_1 şi χ_2 rezultă

$$K = \frac{\chi_2(\chi_1 + 2) + 1}{(\chi_1 + 2)(\chi_2 + 1)}.$$

Această expresie poate fi considerată ca legătura de bază între prima şi a doua spiralizare; pentru spiralele duble uzuale K are valori cuprinse între 0,70 şi 0,76, perechile de valori χ_1, χ_2 corespunzînd diverselor valori K se pot citi din diagrama din fig. 2.

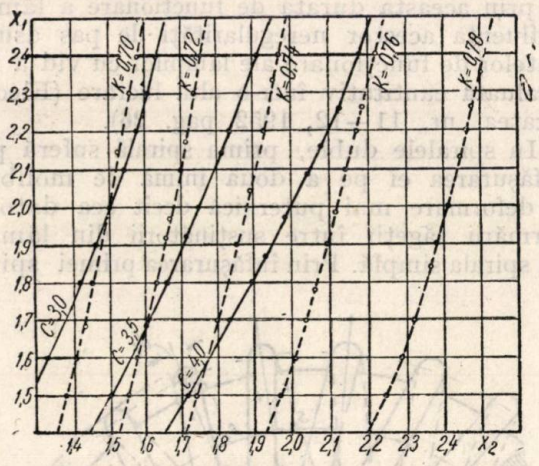


Fig. 2

Notînd:

L — lungimea spiralei duble;

L_1 — lungimea spiralei simple (ce formează spirala dublă);

l — lungimea filamentului de wolfram,;

a_1 — lungimea unei spire a spiralei simple:

a_2 — lungimea unei spire a spiralei duble;

din relaţiile geometrice care există între dimensiunile spiralei, rezultă:

$$L = L_1 \frac{s_2}{a_2}$$

$$l = L_1 \frac{a_1}{s_1}$$

Pentru valorile numerice care intervin în calculul spiralelor duble, a_1 şi a_2 pot fi bine aproximaţi prin relaţiile

$$a_1 = 1{,}02 \cdot \pi d_1(\chi_1 + 1)$$

$$a_2 = 1{,}015 \cdot \pi d_2 (\chi_2 + 1).$$

Din aceste relaţii rezultă că

$$\frac{L}{l} = \frac{\sigma_1 \cdot \sigma_2}{10(\chi_1 + 1)(\chi_2 + 1)}$$

şi avînd în vedere că

$$\frac{\chi_1 + 1}{(\chi_1 + 2)(\chi_2 + 1)} = 1 - K$$

rezultă

$$\frac{L}{l} = \frac{1 - K}{10} \frac{\sigma_1 \cdot \sigma_2}{(\chi_1 + 1)^2} (\chi_1 + 2).$$

Notînd $\frac{D_2}{D_1} = C$, rezultă:

$$\chi_2 = C \frac{\chi_1}{\chi_1 + 2}$$

relaţia înfăţişată în fig. 2.

Pe baza acestor relaţii şi a relaţiilor cunoscute

$$d = c_1 \cdot I^{2/3} \text{ şi}$$

$$\frac{l}{U} = c_2 \cdot I^{1/3}$$

calculul spiralelor duble se poate executa cu ajutorul diagramei din fig. 4. In această diagramă din intensitatea curentului I se determină diametrul filamentului d, cunoscînd apoi tensiunea de alimentare se determină lungimea filamentului l. Fixînd apoi χ_1, K, σ_1, σ_2 rezultă lungimea spiralei duble L. Din K ales şi χ_1 rezultă χ_2 (fig. 2) sau C (fig. 3). Se aleg apoi

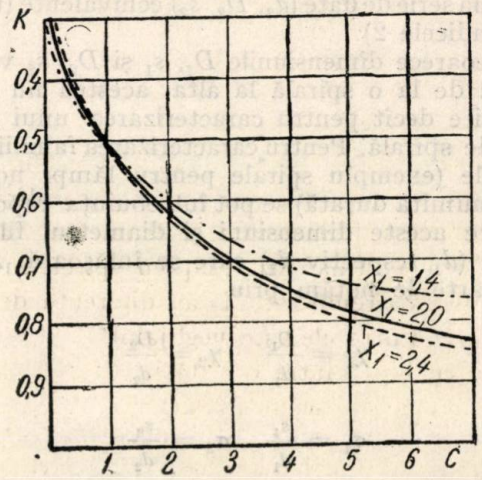


Fig. 3

din sortimentul disponibil de inimi de molibden D_1 şi D_2 cele mai apropiate şi după recalcularea

valorii C se stabileşte valoarea reală K şi celelalte date reale ale spiralei duble (fig. 4).

II. Se observă că în cea mai mare parte a lămpilor umplute cu gaze inerte, spirala se arde în apropierea susţinătorilor de molibden. Acest fenomen este determinat de două cauze care intervin de obicei simultan şi anume ruperea echilibrului dintre evaporarea şi condensarea wolframului şi defectul de pas ce intervine în aceste locuri datorită îndoirii spiralei.

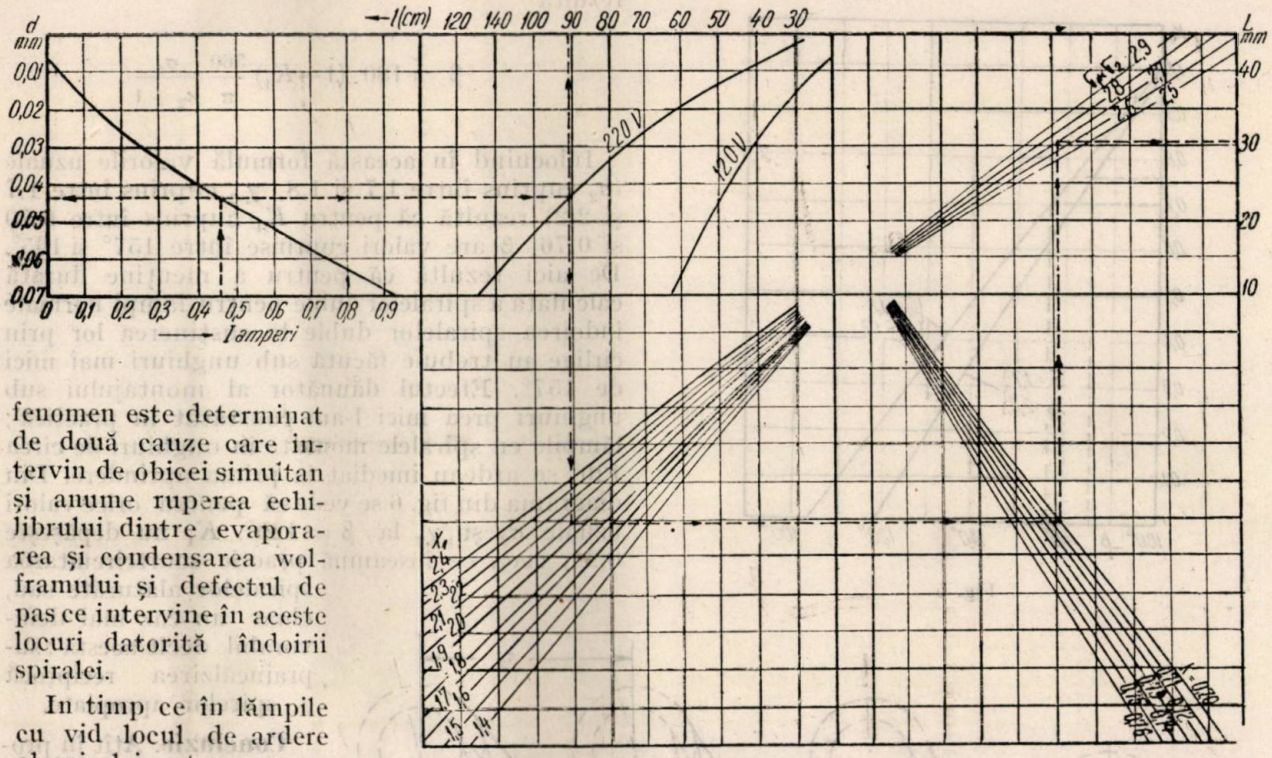


Fig. 4

In timp ce în lămpile cu vid locul de ardere al spiralei este oarecare (şi coincide cu locul în care există un defect al filamentului sau al spiralei) în cele de gaz arderea spiralei se produce în majoritatea cazurilor la sau în imediata apropiere a susţinătorilor de molibden. Intre două spire vecine de aceeaşi temperatură sau între porţiunile de aceeaşi temperatură a aceleiaşi spire se produce în timpul funcţionării lămpii un schimb continuu de particule de wolfram deoarece conform teoriei care explică îmbunătăţirea duratei prin umplerea lămpilor cu gaze inerte, o parte din particulele de wolfram evaporate de pe filament se redepun pe o altă porţiune a acestuia. Atît timp cît spirele învecinate au aceeaşi temperatură sau diferenţa de temperatură dintre ele este neglijabilă, există practic şi o egalitate între cantităţile de wolfram pierdute şi redepuse pe filament.

Dacă între două spire alăturate există însă o diferenţă apreciabilă de temperatură, viteza de evaporare a wolframului de pe cele două spire diferă sensibil. Din porţiunea mai caldă se evaporă o cantitate normală de wolfram în timp ce această porţiune primeşte de la porţiunea rece alăturată o cantitate mai mică decît cea normală. In această porţiune a spiralei echilibrul dintre cantitatea pierdută prin evaporare şi cea recîştigată prin recondensare se strică; aparent se formează un flux de particule de wolfram dirijat de la porţiunea mai caldă spre cea mai rece. In acest fel se poate explica faptul că subţierea filamentului nu intervine în porţiunea cu temperatură maximă a spiralei (mijlocul intervalului dintre doi susţinători), ci în aceea în care efectul variaţiei de temperatură de-a lungul filamentului este maxim dar aceste locuri se găsesc în apropierea susţinătorilor. Acest efect este cu atît mai mare cu cît acest loc (lîngă susţinători) prezintă, de obicei şi o neregularitate de pas provenită din îndoirea spiralei, fenomen accentuat în special în cazul spiralelor duble.

Indoirea spiralelor duble în dreptul susţinătorilor de molibden este mai accentuată la spiralele mai lungi de 220 V. Prin această îndoire se formează între cele două ramuri ale spiralei un unghi β (fig. 5). Pentru ca deformarea spiralei la montaj să corespundă cu cea din timpul spiralizării, trebuie ca (fig. 5):

$$K_1 = \frac{s_2'}{s_2} = \frac{r'}{r} \geqslant K.$$

Tinînd seama că

$$s_2 = \frac{180-\beta}{360} 2 \cdot \pi \cdot r'$$

$$r' = r - \left(\frac{D_2 + d_2}{2} \right)$$

și înlocuind

$$s_2 = \sigma_2 \cdot d_2$$

$$D_2 = \chi_2 \cdot d_2$$

rezultă

$$\beta = 180 \ (1 - K_1) \frac{360}{\pi} \frac{\sigma_2}{\chi_2 + 1}.$$

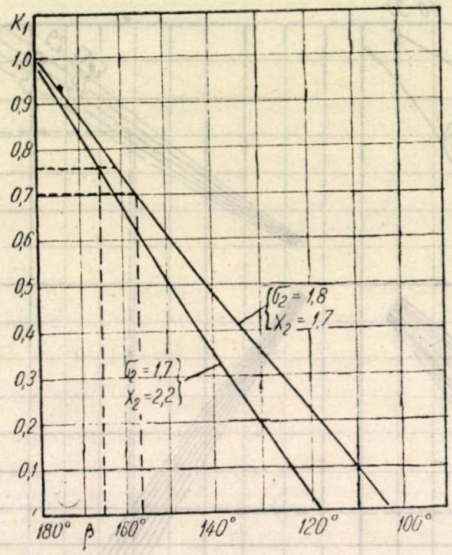


Fig. 5

Inlocuind în această formulă valorile uzuale (σ_2 cuprins între 1,7 și 1,8, χ_2 cuprins între 1,7 și 2,2) rezultă că pentru K_1 cuprins între 0,70 și 0,76, β are valori cuprinse între 157° și 165°. De aici rezultă că pentru a menține durata calculată a spiralelor duble pentru lămpi normale îndoirea spiralelor duble la susținerea lor prin cîrlige nu trebuie făcută sub unghiuri mai mici de 157°. Efectul dăunător al montajului sub unghiuri prea mici l-am constatat în practică; lămpile cu spiralele montate în unghiuri de circa 120° se ardeau imediat la prima aprindere. Din diagrama din fig. 6 se vede că pentru orice valori uzuale σ_2 și χ_2 la $\beta = 120°$, K_1 nu depășește 0,22, ceea ce înseamnă practic scurtcircuitarea spiralelor alăturate sau, chiar un caz mai defavorabil decît acesta: supraîncălzirea reciprocă a spirelor apropiate.

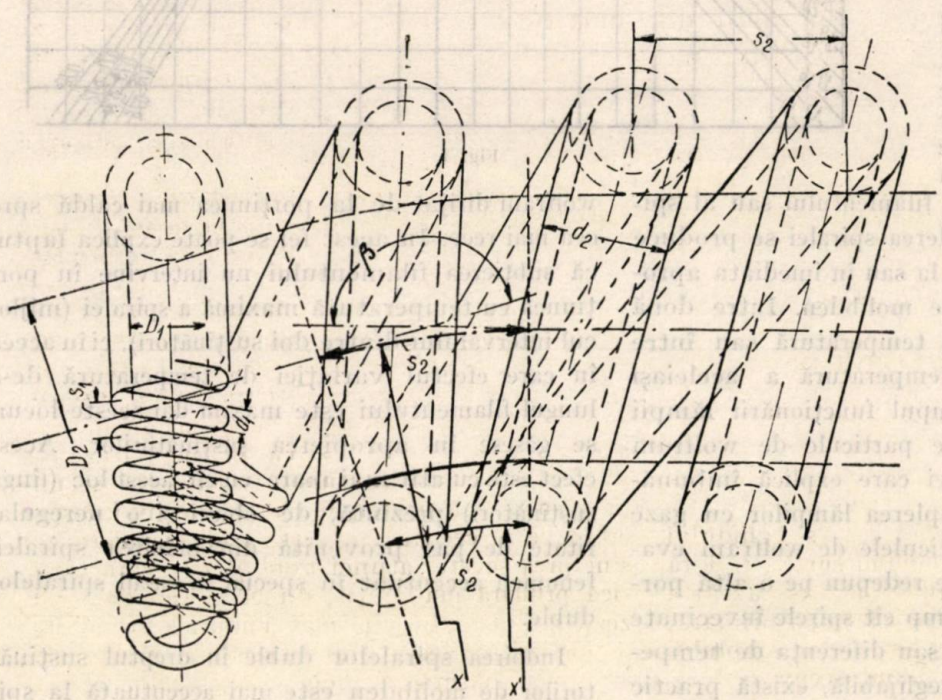


Fig. 6

Concluzie. Atît în proiectarea cît și în montarea în lămpi a spiralelor duble pentru lămpi cu incandescență elementul fundamental este *limitarea deformării spiralei*. Deformarea — notată cu K respectiv K_1 — determină împreună cu datele electrice ale spiralei, dimensiunile ei, forma ei și forma sub care se poate monta în lămpi. Proiectarea spiralei — pornind de la K — se poate face cu ajutorul diagramei din fig. 4, iar unghiul minim de montare rezultă din K_1 cu ajutorul diagramei din fig. 6.

★

О ДЕФОРМАЦИИ ДВОЙНЫХ СПИРАЛЕЙ ЛАМП НАКАЛИВАНИЯ

Резюме

Статья содержит некоторые физико-математические объяснения деформации двойных спиралей и угла их установки. Изложенный метод расчета основывается на ограничении деформации спиралей во время их фабрикации и при их установке в лампах накаливания.

Proiectarea antenelor parabolice

Ing. MARIANA BĂDĂRĂU

621.396.677

Se prezintă și se tratează diferitele probleme pe care trebuie să le rezolve, inginerul proiectant, la calculul elementelor unei antene parabolice precum și a caracteristicii sale de radiație.

O dată cu dezvoltarea în țara noastră a sistemului de comunicații prin radiorelee funcționînd pe frecvențe din ce în ce mai înalte, cunoașterea performanțelor și studierea temeinică a acestor antene a devenit o necesitate practică.

Frecvențele foarte ridicate pe care lucrează stațiile moderne de radioreleu, impun necesitatea și în același timp dau posibilitatea întrebuințării unor antene puternic directive. Intradevăr, în domeniul microundelor, cuprins aproximativ între 25cm și 0,1 cm, sistemele de oscilație folosite (clistron, magnetron) furnizează puteri de ordinul cîtorva wați sau zecimi de watt; se impune deci concentrarea acestei mici energii emise într-un fascicul cît mai subțire, cu scopul de a ajunge cu nivel mulțumitor la recepție. Pe de altă parte, directivitatea fasciculului este cu atît mai pronunțată cu cît raportul dintre dimesiunile sistemului și lungimea de undă este mai mare, după cum rezultă din teoria generală a difracției.

Antenele cele mai întrebuințate ce realizează o bună concentrare a energiei la aceste frecvențe, sînt formate prin unirea unui element radiant utilizat la frecvențe mai joase, cu un dispozitiv optic, reflector sau lentilă; această combinație era de așteptat la aceste frecvențe, care fac trecerea din domeniul frecvențelor radio obișnuite spre cel al opticii.

In articolul de față, ne vom limita la tipul mai des întrebuințat al antenei cu reflector, avînd în focar un sistem radiant directiv reprezentat de doi dipoli sau de un sistem dipol-oglindă Menționăm că, uneori, se întrebuințează ca sistem radiant primar un horn alimentat de un ghid de unde sau însuși capătul deschis al ghidului

In cele ce urmează vom denumi sursă primară de radiație, sistemul radiant din focar, a cărui caracteristică de asemenea se va numi primară, spre deosebire de caracteristica ansamblului sursă-reflector care se va numi secundară.

In general, în proiectarea antenei trebuie să ținem seama de o serie de condiții impuse caracteristicii secundare, ca gradul de directivitate pe care dorim a-l realiza, sau gradul de atenuare a lobilor secundari față de cel principal. Din teroria difracției rezultă că rezolvarea optimă a acestor două condiții nu poate fi obținută simultan, deoarece prima cere o intensitate uniformă a iluminării în planul deschiderii reflectorului, în timp ce pentru o bună atenuare a lobilor secundari este necesară o iluminare maximă în centru și cît mai descrescătoare spre margini. In teoria difracției se demonstrează că dintre toate distriubuțiile de fază posibile în deschiderea reflectorului, distribuția constantă este aceea care permite obținerea unui cîștig maxim într-o direcție perpendiculară pe centrul deschiderii; aceeași condiție se impune și pentru distribuția iluminării; însă în timp ce condiția de fază poate fi îndeplinită (în limite acceptabile) printr-o proiectare și realizare îngrijită, condiția de iluminare constantă nu poate fi îndeplinită prin însuși faptul că sursa primară are o caracteristică de radiație directivă ceea ce atrage o intensitate maximă a iluminării în centrul deschiderii și descrescătoare spre margini. A lucra cu o caracteristică primară foarte puțin directivă în scopul obținerii unei intensități de iluminare cît mai constante în deschidere, înseamnă pe de o parte a pierde o cantitate însemnată de energie înafara reflectorului (deci o soluție neeconomică) și pe de altă parte ridicarea nivelului lobilor secundari.

Alegerea gradului de directivitate a caracteristicii primare este deci funcție de forma carteristicii secundare pe care dorim să o obținem, adică în fond, de scopul pentru care se construiește antena. Dacă ne interesează în primul rînd obținerea unor lobi secundari foarte atenuați vom alege o caracteristică primară foarte directivă care să realizeze o variație mare a intensisității cîmpului între centrul și marginile deschiderii reflectorului. Dacă ne interesează în primul rînd obținerea unei caracteristici secundare cu un lob principal foarte directiv iar specificările în ceea ce privește lobii secundari nu sînt prea severe, atunci vom alege o caracteristică primară mai puțin directivă care să realizeze o iluminare cît mai uniformă în planul deschiderii reflectorului. Dacă ne interesează în egală măsură ambele performanțe, atunci vom alege o caracteristică primară de directivitate medie, așa cum se întîmplă în majoritatea cazurilor.

Sistemul radiant din focar trebuie în orice caz să radieze majoritatea energiei înspre reflector și nu uniform în toate direcțiile ceea ce ar produce efecte neplăcute din punct de vedere al formei caracteristicii totale, prin suprapunerea radiației reflectate de reflector cu aceea directă a sursei primare. Pentru a realiza un

astfel de sistem directiv, vom utiliza doi dipoli situaţi la distanţă convenabilă, astfel ca ţinînd seama de defazajul curenţilor ce îi parcurg şi de diferenţa de fază rezultată din diferenţa de drum, cîmpurile date de cei doi dipoli să fie în fază într-un sens şi să se adune şi în antifază

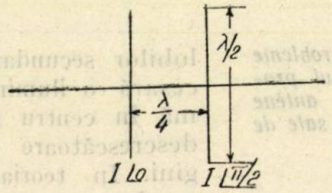


Fig. 1. Sistemul de doi dipoli.

în sens contrar şi să se anuleze. Astfel de exemplu putem folosi doi dipoli în semiundă în care curenţii sînt defazaţi cu $\frac{\pi}{2}$ şi situaţi la o distanţă de $\frac{\lambda}{4}$ unul de altul.

Inspre reflector cîmpurile vor fi defazate cu

$$-\frac{\pi}{2}+\frac{2\pi}{\lambda}\frac{\lambda}{4}=0$$

şi se vor aduna, iar în direcţia opusă cu

$$+\frac{\pi}{2}+\frac{2\pi}{\lambda}\frac{\lambda}{4}=\pi$$

şi se vor anula, adică tocmai ceea ce doream.

Acelaşi rezultat se poate obţine şi cu un sistem format dintr-un dipol şi o oglindă plană (teoretic infinită) acesta fiind echivalent cu doi dipoli aşezaţi simetric faţă de oglindă, conform prin-

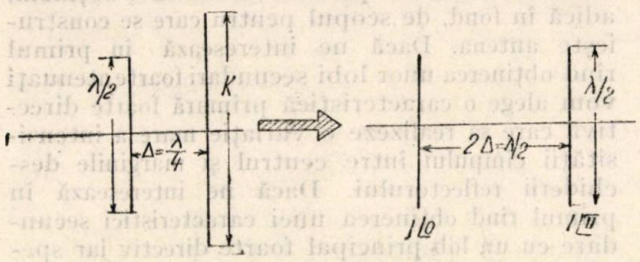


Fig. 2. Sistemul dipol-oglindă.

cipiului imaginii. Avînd în vedere că prin aplicarea acestui principiu curenţii în cei doi dipoli echivalenţi rezultă a fi în antifază, distanţa între dipoli şi oglindă (adică jumătatea distanţei dintre cei doi dipoli echivalenţi) trebuie să fie pentru maximul de radiaţie în direcţia reflectorului.

$$\Delta=\frac{\lambda}{4}.$$

Diametrul oglinzii se detemină ţinînd seama că o caracteristică directivă a srusei primare se obţine respectînd cît mai mult condiţiile teoretice, adică întrebuinţînd o oglindă cît mai mare ; dar o oglindă mare pusă în drumul razelor venite de la reflector le împiedică trecerea cauzînd pierderi de energie şi înălţarea nivelului lobilor secundari ; ea nu trebuie însă să fie nici prea mică încît să permită formarea unei importante radiaţii de spate care să se combine cu radiaţia reflectată şi să deformeze lobul principal al caracteristicii secundare. De obicei, diametrul oglinzii se ia egal cu mărimea dipolului adică în cazul nostru $K=\frac{\lambda}{2}$. Dacă urmărim o caracteristică secundară mai directivă şi nu avem specificări prea riguroase în privinţa lobilor secundari, se poate mări diametrul oglinzii peste cel indicat mai sus.

Influenţa radiaţiei de spate asupra caracteristicii secundare va fi analizată mai jos.

Cîmpul la distanţa R dat de un sistem de doi dipoli paraleli, depărtaţi unul de altul cu 2Δ, parcurşi de curenţi egali şi defazaţi cu φ este dat de expresia :

$$E=j\left(\frac{\mu}{\varepsilon}\right)^{\frac{1}{2}}\frac{I_0 e^{-j\left(kR+\frac{\varphi}{2}\right)}}{\pi R}\left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta}\right]\cos\left(\frac{2\pi\Delta}{\lambda}\sin\theta\sin\Phi-\frac{\varphi}{2}\right). \quad (1)$$

Aceasta este ecuaţia unei suprafeţe în spaţiu, în coordonate sferice R, θ, Φ. Pe noi ne interesează, în fond, forma acestei suprafeţe care este dată de aşa numitul „factor de formă."

$$F=\left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta}\right]\cos\left(\frac{2\pi\Delta}{\lambda}\sin\theta\sin\Phi-\frac{\varphi}{2}\right) \quad (2)$$

In general, pentru cunoaşterea acestei suprafeţe, se consideră că este suficient să se determine secţiunile ei în două plane numite plane principale. Aceste plane sînt :

— planul E $\left(\text{pentru care } \Phi=\frac{\pi}{2}\right)$;

— planul H $\left(\text{pentru care } \theta=\frac{\pi}{2}\right)$.

Caracteristicile de cîmp ale dipolului sînt deci curbele de variaţie ale factorului de formă în cele două plane

$$F_E=\left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta}\right]\cos\left(\frac{2\pi\Delta}{\lambda}\sin\theta-\frac{\varphi}{2}\right) \quad (3)$$

$$F_H=\cos\left(\frac{2\pi\Delta}{\lambda}\sin\Phi-\frac{\varphi}{2}\right).$$

De obicei, se ia în considerare nu cîmpul ci puterea la distanţa R, care după cum se ştie

este proporţională cu pătratul intensităţii cîmpului. Caracteristicile de putere ale dipolului sînt deci curbele de variaţie ale pătratului factorului de formă în funcţie de θ sau Φ în planele E, respectiv H. In cazul sistemului dipol oglindă, dipolii echivalenţi sînt aşezaţi la o distanţă $2\Delta = \frac{\lambda}{2}$ şi sînt parcurşi de curenţi egali şi defazaţi cu π. Introducînd aceste valori în relaţiile (3) şi reprezentînd variaţia funcţiilor F_E^2 şi F_H^2 obţinem caracteristica primară de radiaţie

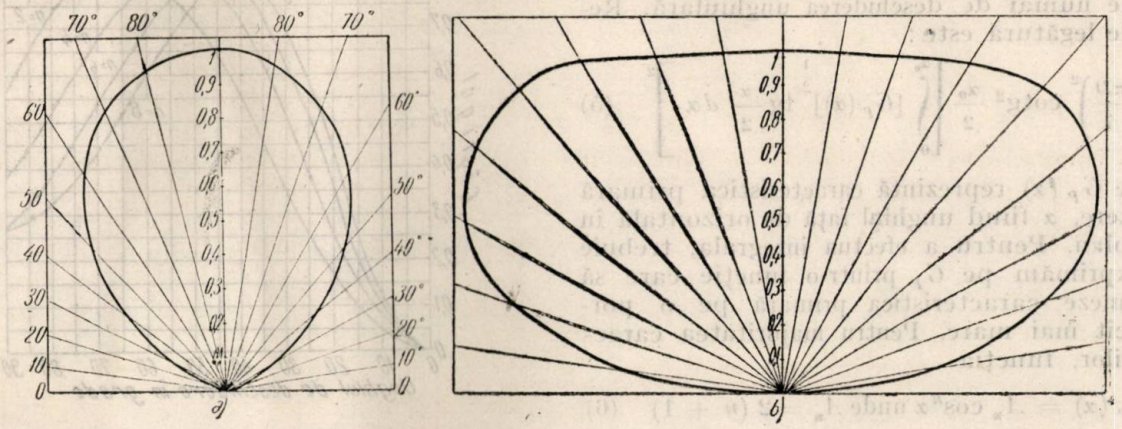


Fig. 3. Caracteristica de putere a dipolului: a — în planul $E\left(\Phi = \frac{\pi}{2}\right)$; b — în planul $H\left(\theta = \frac{\pi}{2}\right)$.

pentru sistemul dipol oglindă. Secţiunile acestei caracteristici cu cele două plane principale sînt reprezentate în fig. 3.

Intrucît caracteristica de radiaţie a unui singur dipol este directivă în planul E şi uniformă în planul H (corespunzînd simetriei axiale a dipolului) este clar că şi caracteristica rezultantă a unui sistem de doi dipoli va avea o directivitate mai accentuată în planul E decît în planul H. Corespunzător acestor două directivităţi diferite pe care le are caracteristica primară în cele două plane principale, ar urma ca şi caracteristica secundară să aibă directivităţi diferite în aceste plane; aceasta se şi întîmplă în realitate, caracteristica secundară fiind mai ascuţită în planul H şi mai largă în planul E. Calculele se uşurează foarte mult şi rezultatul nu este afectat considerabil, dacă înlocuim caracteristica primară calculată precedent cu o caracteristică rotaţională adică avînd drept secţiune în orice plan care conţine axa de rotaţie o caracteristică medie, formată din media artimetică a caracteristicilor reale din planele E şi H. Am urmărit a obţine o simetrie rotaţională a caracteristacii primare, întrucît şi reflectorul plasat în faţa sistemului primar are o asemenea simetrie, fiind o suprafaţă de revoluţie.

Reflectorul are menirea de a transforma suprafeţele echifazice ale sursei primare, din sfere în plane, deoarece după cum s-a menţionat mai sus, distribuţia de fază constantă în deschiderea (plană) a reflectorului, este cea care dă un cîştig maxim pe direcţia perpendiculară pe centrul este formată din doi dipoli, centrul echivalent de radiaţie, faţă de care suprafeţele echifazice sînt sfere şi care trebuie deci plasat în focar, se găseşte la jumătatea distanţei dintre cei doidipoli.

In cazul în care sursa primară de radiaţie este formată dintr-un dipol şi o oglindă, centrul echivalent de radiaţie se găseşte aproximativ la jumătatea distanţei dintre dipoli şi oglindă şi poziţia lui se determină experimental; printr-o metodă de comparaţie se determină suprafaţa echifazică

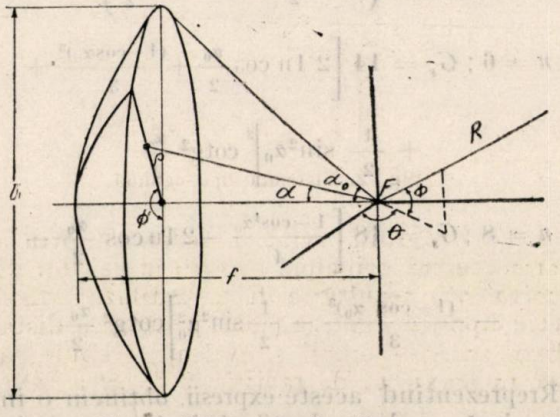


Fig. 4. Sistemul sursă reflector.

adică sfera al cărei centru se determină apoi printr-o construcţie geometrică.

Din consideraţii geometrice asupra paraboloidului rezultă că distanţa focală f, diametrul deschiderii D şi unghiul sub care se vede din

deschiderii. Ca dispozitiv optic, reflectorul are proprietatea de a concentra fasciculul de raze divergente venite de la sursa primară, într-un fascicul de raze paralele.

Condiţia ca deschiderea reflectorului să fie o suprafaţă echifazică, impune ca secţiunea suprafeţei reflectorului cu un plan care conţine axa de rotaţie, să fie o parabolă. Reflectorul va fi deci un paraboloid de revoluţie avînd sursa primară de radiaţie plasată în focar.

In cazul în care sursa primară de radiaţie

focar raza deschiderii, α_0, sînt legate prin relaţia :

$$\sin \alpha_0 = \frac{1}{2} \left(\frac{\frac{D}{f}}{1 + \frac{D^2}{16 f^2}} \right). \quad (4)$$

Forma paraboloidului este determinată de raportul $\frac{D}{f}$ adică de deschiderea unghiulară α_0. La o caracteristică primară dată, directivitatea caracteristicii secundare deci cîştigul G_s depinde numai de deschiderea unghiulară. Relaţia de legătură este :

$$G_s = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \operatorname{cotg}^2 \frac{\alpha_0}{2} \left[\int_0^{\alpha_0} [G_P(\alpha)]^{\frac{1}{2}} \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} \, d\alpha \right]^2 \quad (5)$$

în care $G_P(\alpha)$ reprezintă caracteristica primară de putere, α fiind unghiul faţă de orizontală în orice plan. Pentru a efectua integrala, trebuie să-l exprimăm pe G_P printr-o funcţie care să aproximeze caracteristica primară pe o porţiune cît mai mare. Pentru majoritatea caracteristicilor, funcţia

$$G_P(\alpha) = A_n \cos^n \alpha \text{ unde } A_n = 2(n+1) \quad (6)$$

îndeplineşte satisfăcător această condiţie, Gradul n depinde de gradul de directivitate al caracteristicii primare şi pentru cazurile obişnuite variază între 2 şi 8. Pentru caracteristica medie rezultată din fig. 3 *a* şi *b* aproximaţia cea mai bună este dată de $n = 2$.

Introducînd espresia (6) în (5) şi integrînd pentru diferite valori uzuale ale lui n, obţinem următoarele expresii pentru G_s :

$$n = 2 ; G_s = 24 \left(\sin^2 \frac{\alpha_0}{2} + \ln \cos \frac{\alpha_0}{2} \right)^2 \operatorname{cotg}^2 \frac{\alpha_0}{2}$$

$$n = 4 ; G_s = 40 \left(\sin^4 \frac{\alpha_0}{2} + \ln \cos \frac{\alpha_0}{2} \right)^2 \operatorname{cotg}^2 \frac{\alpha_0}{2}$$

$$n = 6 ; G_s = 14 \left[2 \ln \cos \frac{\alpha_0}{2} + \frac{(1-\cos\alpha_0)^3}{3} + \frac{1}{2} \sin^2 \alpha_0 \right]^2 \operatorname{cotg}^2 \frac{\alpha_0}{2}$$

$$n = 8 ; G_s = 18 \left[\frac{1-\cos^4 \alpha_0}{4} - 2 \ln \cos \frac{\alpha_0}{2} - \frac{(1-\cos\alpha_0)^3}{3} - \frac{1}{2} \sin^2 \alpha_0^2 \right] \operatorname{cotg}^2 \frac{\alpha_0}{2}$$

Rreprezentînd aceste expresii, obţinem o imagine clară a dependenţii cîştigului antenei de deschiderea unghiulară. (fig. 5)

Pentru o caracteristică primară dată (n dat) pe măsură ce mărim deschiderea unghiulară, creşte cantitatea de energie captată de reflector deci şi cîştigul ; mărind şi mai mult deschiderea unghiulară se accentuează diferenţa dintre intensitatea iluminării din centrul deschiderii faţ ; de cea de la margini şi ne depărtăm prea mult de condiţia de cîştig maxim (iluminare constantă)ă în consecinţă cîştigul scade. Există deci o deschidere unghiulară optimă care echilibrînd aceste două tendinţe contrarii, să dea un cîştig maxim.

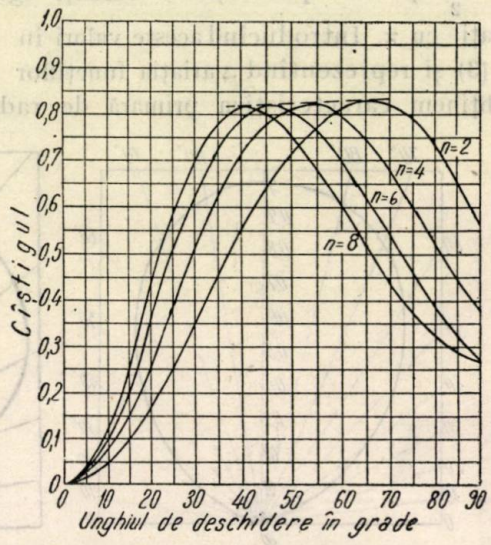


Fig. 5. Variaţia cîştigului antenei în funcţie de deschiderea unghiulară.

In cazul caracteristicilor studiate mai sus ($n = 2$) se vede din curbele din fig. 5 că deschiderea unghiulară optimă este de 66°. In proiectare ne putem abate de la valoarea optimă a deschiderii unghiulare care rezultă din curbe ; astfel dacă avem specificări riguroase în privinţa atenuării lobilor secundari, putem să mărim deschiderea unghiulară peste cea optimă cu cîteva grade, în scopul accentuării neuniformităţii de iluminare în deschidere ; în felul acesta, cîştigul scade puţin — după cum se poate urmări pe curbe — în schimb atenuarea lobilor secundari este mai pronunţată.

De obicei, intensitatea iluminării la marginea deschiderii rezultă a fi cu 10 db mai slabă faţă de cea din centru. După caracteristica secundară pe care dorim să o obţinem, putem să ne abatem de la această valoare în limitele a 8 db (limită inferioară sub care lobii secundari cresc prea mult) şi 12 db (limită superioară peste care cîştigul scade prea mult). O indicaţie rapidă asupra atenuării cîmpului la marginea reflectorului pentru diferite caracteristici primare este dată în fig. 6.

O dată fixaţi asupra deschiderii unghiulare α_0, introducem această valoare în relaţia (4) şi determinăm raportul $\frac{D}{f}$. Forma paraboloidului este deci determinată.

In determinarea distanţei focale ţinem seama, de asemenea, de realizarea unui cîştig maxim. Pentru aceasta trebuie ca radiaţia de spate a

sursei primare (datorită dimensiunilor finite ale oglinzii plane) să fie în fază cu radiaţia reflec-

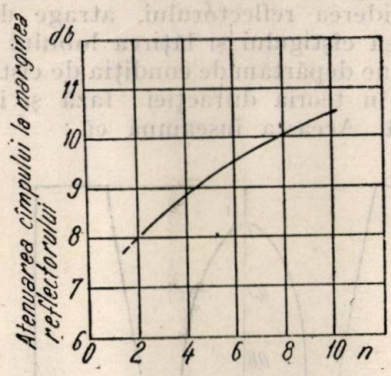


Fig. 6. Atenuarea cîmpului la marginea reflectorului pentru diferite caracteristici primare.

tată de paraboloid. Astfel dacă radiaţia de spate a sursei primare este în fază cu cea îndreptată spre paraboloid, atunci pentru o distanţă focală de $(2n+1)\frac{\lambda}{4}$ defazajul pe care-l totalizează undele parcurgînd distanţa dipol-paraboloid reflectîndu-se şi parcurgînd din nou, distanţa paraboloid-dipol este de :

$$\frac{2\pi}{\lambda}(2n+1)\frac{\lambda}{4}+\pi+\frac{2\pi}{\lambda}(2n+1)\frac{\lambda}{4}=2K\pi$$

adică după cum se vede în fază cu radiaţia de spate. Printr-un raţionament analog, se poate arăta că dacă radiaţiile sursei primare în cele două sensuri sînt în antifază atunci distanţa focală trebuie să fie un multiplu de jumătăţi de lungimi de undă, $\frac{m\lambda}{2}$.

Alegînd din aceste considerente distanţa focală şi cunoscînd raportul $\frac{D}{f}$ rezultă imediat diametrul D al deschiderii paraboloidului.

In exemplul tratat mai sus cele două radiaţii ale sursei primare fiind în fază şi alegînd $n=4$ rezultă la $\lambda = 27$ cm, o distanţă focală de 60,7 cm şi un diametru $D = 140$ cm.

Dimensiunile sistemului fiind determinate, vom trece acum la calculul caracteristicii secundare de radiaţie. Pentru a determina cîmpul de difracţie în zona îndepărtată, cunoscînd cîmpul dat de sursa primară, trebuie să trecem prin intermediul distribuţiei de curenţi sau a distribuţiei cîmpului în deschiderea reflectorului Atît distribuţia de curenţi cît şi cîmpul în deschidere se calculează prin metoda opticii geometrice, pornind de la cîmpul cunoscut al sursei primare. Cîmpul de radiaţie în zona depărtată se calculează apoi ca soluţie generală a ecuaţiilor lui Maxwell, pentru o distribuţie dată de sarcini şi curenţi. Dacă vrem însă ca acest cîmp să satisfacă ecuaţiile lui Maxwell, trebuie ca distribuţia de sarcini şi curenţi ce i-a dat naştere, să satisfacă condiţiile de continuitate pe suprafaţa deschiderii reflectorului pe care o considerăm ca făcînd parte dintr-un plan infinit. In acest plan avem însă o trecere bruscă între porţiunea pe care există cîmp (deschiderea reflectorului) şi restul planului pe care nu există cîmp. Pentru a înlătura această discontinuitate, introducem pe marginea suprafeţei reflectorului o distribuţie liniară de sarcini electrice şi magnetice (corecţiile lui Cotler).

Am trecut în revistă cîteva din problemele teoretice ce intervin în calculul cîmpului de difracţie. Formula practică de calcul se obţine însă prin aproximaţii şi simplificări succesive ale formulei cîmpului de difracţie dată de Kirchoff pe care o punem în legătură cu soluţia ecuaţiilor lui Maxwell şi pe care o întrebuinţăm sub o formă scalară în aproximaţia unui cîmp polarizat liniar (adică neglijînd componenta de polarizaţie transversală) Formula la care se ajunge şi care reprezintă diagrama de directivitate este :

$$g(u\cdot\Phi)=\frac{D^2}{4}\int_0^{2\pi}\int_0^{1} f(r,\Phi')\,e^{jur\cos(\Phi-\Phi')}\,r\,dr\,d\Phi' \qquad (8)$$

unde D reprezintă diametrul deschiderii reflectorului; $f(r,\Phi')$ reprezintă funcţia distribuţiei intensităţii luminoase pe suprafaţa deschiderii reflectorului, în coordonatele polare, ρ şi Φ' (fig. 4)

$$r=\frac{\rho}{\frac{D}{2}}\;;\quad u=\frac{2\pi\frac{D}{2}}{\lambda}\sin\theta. \qquad (9)$$

Intrucît am aproximat caracteristica primară de radiaţie cu o caracteristică avînd o simetrie rotaţională, înseamnă că distribuţia cîmpului în deschiderea reflectorului va fi independentă de Φ'. Putem să punem această distribuţie sub forma unei funcţii de rază :

$$f(r)=(1-r^2)^P\;;\quad P=1,\,2,\,3,\ldots \qquad (10)$$

unde diferitele valori ale lui P indică diferitele grade de directivitate ale caracteristicii primare. Prin încercări se determină P cel mai convenabil. Introducînd (10) în (8) şi efectuînd integrarea rezultă :

$$g(u)=\frac{\pi D^2}{4(P+1)}\,,\lambda_{P+1}(u) \qquad (11)$$

unde funcţia λ_{P+1} se găseşte tabulată în Jahnke şi Emde.

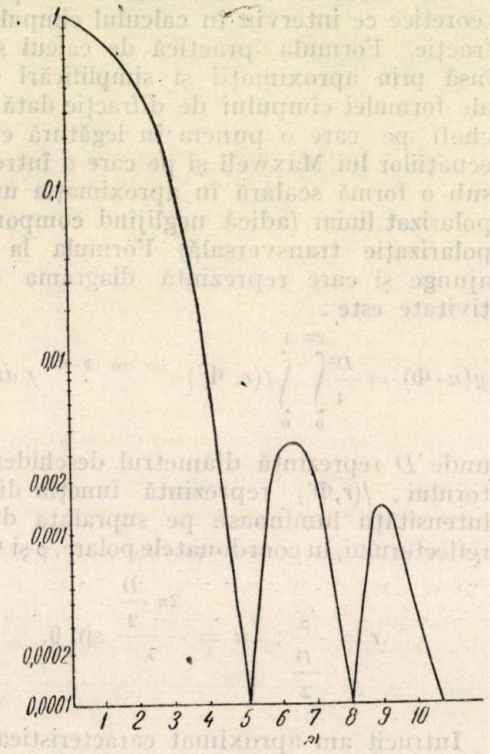
Trecînd de la U la θ prin relaţia (9) se poate trasa diagrama de directivitate în coordonate polare. Pentru caracteristica primară studiată mai sus s-a găsit $P=1$ şi efectuînd calculele s-a trasat caracteristica secundară de radiaţie reprezentată în fig. 7 la scară liniară şi logaritmică.

După cum se observă ea are un grad de directivitate mulţumitor ($\theta_0 = \pm 9°10^2$; $\theta_{3db} = \pm 7°$) şi o foarte bună atenuare a lobilor secundari faţă de cel principal (24,63 db).

Cîştigul total al antenei faţă de un radiator izotropic se determină prin relaţia :

$$G_t = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \cdot G_s. \qquad (12)$$

Pentru cazul studiat mai sus el este de 266 adică de 24,25 db. In realitate, trebuie de ţinut



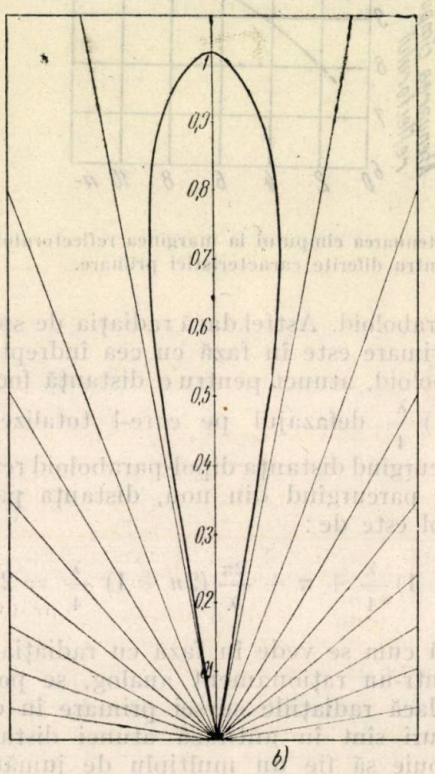


Fig. 7. Caracteristica secundară de radiaţie : a — scara logaritmică ; b — scara lineară.

seama de imperfecţiunile suprafeţei radiante şi de alţi factori care micşorează directivitatea sistemului astfel încît cîştigul real este aproximativ $\frac{1}{2(n+1)}$ din cel calculat adică de vreo 22 db.

Caracteristica determinată prin formula (11) este o caracteristică ideală care ne dă numai o primă idee asupra performanţelor sistemului. Pentru a determina adevărata ei formă, trebuie să studiem influenţa diferiţilor factori care impietează asupra condiţiilor ideale pe care le-am considerat. Aceşti factori sînt :

1. Erorile de fază din deschiderea reflectorului care fac ca aceasta să nu mai fie o suprafaţă echifazică perfectă şi care se datoresc ;

— abaterii formei reflectorului de la aceea unei paraboloid perfect ;

— deplasării sursei primare din focar ;

— abaterii suprafeţelor echifazice ale undelor primare de la sfere.

2. Influenţa radiaţiei de spate a sursei primare asupra caracteristicii secundare.

3. Interpunerea în drumul razelor reflectate a oglinzii plane care dirijează radiaţia dipolului.

Să analizăm pe rînd influenţa acestor factori.

1. Nerespectarea condiţiei de fază constantă în deschiderea reflectorului, atrage după sine micşorarea cîştigului şi lăţirea lobului principal deoarece ne depărtăm de condiţia de cîştig maxim stabilită în teoria difracţiei ; fază şi iluminare constantă. Aceasta înseamnă că :

— suprafaţa paraboloidului trebuie construită cu toleranţe mici ;

— sursa primară să fie plasată cît mai exact în focar ; deplasarea admisibilă d_0 este :

$$d_0 = d \frac{1}{\cos \alpha_0} \qquad (13)$$

unde α_0 este deschiderea unghiulară a paraboloidului şi d este eroarea de fază admisibilă care variază între $\frac{\pi}{4}$ şi $\frac{\pi}{16}$;

— măsurători exacte trebuie să determine cît mai riguros centrul echivalent de radiaţie al sursei primare, care trebuie să fie plasat în focar.

2. Radiaţia de spate a sursei primare se combină cu radiaţia dată de reflector, în fază pe direcţia axei reflectorului (mărind cîştigul faţă de cel calculat) şi în antifază pe alte direcţii (micşorînd cîştigul). In consecinţă, caracteristica secundară va prezenta o serie de maxime şi minime mai mult sau mai puţin pronunţate după cum este intensitatea buclelor de spate a caracteristicii primare.

3. Influența oglinzii plane ce obstrucează drumul razelor reflectate, se calculează pe cale teoretică, considerînd că oglinda dă o radiație în antifază cu aceea a porțiunii din suprafața reflectorului în dreptul căreia stă, astfel încît cîmpul rezultant pe această porțiune este nul. Efectuînd atunci integrala (8) care dă cîmpul de difracție, în această ipoteză, se ajunge la concluzia că influența oglinzii este de a ridica nivelul lobilor secundari cu $\frac{K^2}{2D^2}$ unde K este diametrul oglinzii. In cazul studiat mai sus pentru oglinde de diametru 13,5cm se obține o ridicare a nivelului lobilor secundari cu 2,62 db.

Problema impedanței necesită o atenție deosebită, întrucît de ea depinde banda de frecvență pe care o poate trece antena respectivă.

Pentru ca dipolul să radieze o cît mai mare parte din energia trimisă de emițător, trebuie să existe o bună adaptare între impedanța dipolului și impedanța caracteristică a cablului coaxial. Această adaptare se realizează prin metodele clasice asupra cărora nu mai insistăm. Se pune însă problema influenței reflectorului asupra impedanței dipolului. Intr-adevăr, dacă distribuția de curenți a dipolului nu este influențată de prezența reflectorului, prin așezarea acestuia în zona de radiație, în schimb, radiația reflectorului asupra sursei primare induce în aceasta o distribuție suplimentară de curenți, care pe de o parte radiază din nou în spațiu și pe de altă parte dă naștere unei unde reflectate în linia de transmisie, cauzînd o neadaptare.

Există cîteva metode recente care permit anularea acestei influențe nedorite. Una din aceste metode constă în plasarea în dreptul vertexului paraboloidului a unui disc, al cărui diametru și distanță față de vertex se determină din următoarele considerente : coeficientul de reflexie total născut prin reradiația reflectorului în sursă este format prin suprapunerea contribuțiilor fiecărui punct de pe suprafața paraboloidului ; urmărim ca punctele de pe suprafața discului să dea o contribuție în antifază cu a punctelor de pe restul suprafeței paraboloidului astfel încît prin însumarea acestor două contribuții coeficientul de reflecție să fie nul. Raza discului r și depărtarea față de vertex, d rezultă din formulele :

$$r = \frac{1}{2}\left(\frac{4f\lambda}{3}\right)^{\frac{1}{2}} \quad d = (2n+1)\frac{\lambda}{4} - \frac{5\lambda}{24}.$$

Din cele expuse mai sus rezultă posibilitatea determinării dimensiunilor sistemului în funcție de performațele pe care le urmărim.

Un asemenea tip de antenă a fost importat și se găsește în funcționare în țara noastră. Comparînd rezultatele obținute prin calcul cu dimensiunile și performanțele reale ale antenei în lucru, observăm o asemănare mulțumitoare, ceea ce verifică justețea calculelor.

Iată care sînt dimensiunile măsurate ale antenei reale, în comparație cu cele calculate de noi :

— diametrul deschiderii reflectorului parabolic, la antena existentă. $D = 150$ cm ; calculat de noi $D = 140$ cm ;

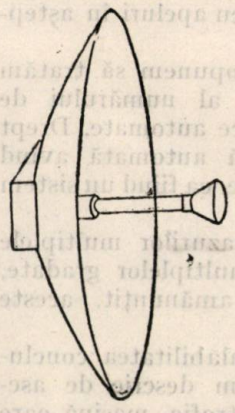


Fig. 8 Antena parabolică

— distanța focală la antena existentă $f = 53$ cm ; calculată de noi 60,7 cm ;

— diametrul oglinzii plane, la antena existentă $K = 18$ cm ; calculat de noi $k = 13{,}5$ cm ;

— distanța dipol-oglindă, la antena existentă $\Delta = 8$ cm, calculată de noi $\Delta = 7{,}5$ cm.

Caracteristica de putere prezintă o deschidere de — 9° la 3 db la antena existentă și — 7° la 3 db la cea calculată de noi.

Cîștigul, sistemului radiant față de acela al unui radiator isotropic este de 19 db la antena existentă și de 22 db la cea calculată de noi.

Din punct de vedere constructiv, realizarea unei astfel de antene nu prezintă probleme complicate, ceea ce o face a fi un tip de antenă foarte recomandabil din punct de vedere tehnic și economic.

In fig. 8 este reprezentat aspectul general al antenei prevăzută cu dispozitivele de protecție.

Bibliografie

[1] *Silver S.:* Microwave antenna theory and design. Radiation Laboratory, 1951.

[2] *Dombrovski I. A.:* Antene. București, Ed. Energetică de Stat.

[3] *Stratton A. J.:* Electromagnetic theory.

[4] *Marcuvitz:* The Waveguide Handbook. Radiation Laboratory.

[5] *Smirenin M. B.:* Manual de radiotehnică. București, Ed. Energetică de Stat.

[6] *Cutler:* Parabolic antenna design for microwaves. Proc of the I. R. E. 1947.

[7] *Moreno:* Microwave transmission design data Mc Graw Hill. 1944.

[8] *Cabessa, Gutlov Fagot, Hugon:* L'Onde Electrique. Ian-Dec. 1952.

★

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПАРАБОЛИЧЕСКИХ АНТЕН

Резюме

Представляются и разрабатываются различные вопросы встающие перед инжинером проектировщиком при расчете элементов параболической антены и ее характеристики излучения.

Calculul numărului de organe în centralele telefonice automate

Ing. L. LIVOVSCHI

621.395.63

Se tratează problema calculului numărului de organe din centralele telefonice automate, avînd sistemul cu apeluri în așteptare, pentru diferite trepte de selecție.

Intr-un articol anterior [21] s-a descris principiul de funcționare al centralelor telefonice automate și metodele de calcul ale numărului de linii în cazul sistemelor cu apeluri pierdute și a sistemelor cu apeluri în așteptare.

In articolul de față ne propunem să tratăm problema calculului practic al numărului de organe din centralele telefonice automate. Drept exemplu am ales o centrală automată avînd sistemul cu apeluri în așteptare, ca fiind un sistem foarte răspîndit.

Deoarece în majoritatea cazurilor multiplele [21] folosite sînt de tipul multiplelor gradate, vom trata mai întîi, mai amănunțit, aceste multiple.

Pentru a putea aprecia valabilitatea concluziilor deduse din calcul, vom descrie de asemenea un tip de mașină de trafic, mașină care permite măsurarea directă a pierderilor de trafic într-un multiplu dat.

1. Calculul multiplelor perfecte

După cum am arătat [21] se poate folosi în acest caz drept criteriu de a aprecia pierderile de trafic într-un sistem cu apeluri în așteptare, noțiunea de pierdere convențională

$$P(>0) = \sum_{k=s}^{\infty} e^{-c} \frac{c^k}{k!} \qquad (1)$$

unde $P(>0)$ reprezintă probabilitatea de a avea 0,1,2... apeluri în așteptare, dacă numărul de linii puse la dispoziția abonaților este s, iar c numărul de apeluri care apare în unitatea de timp.

Formula (1) este dedusă în presupunerea că numărul de apeluri c, este foarte mare, iar durata lor t foarte mică. astfel încît produsul $y = \text{const.}$ adică traficul telefonic [21] este constant.

In practică, se folosește de obicei pentru caracterizarea serviciului unei centrale mărimea $P(>1)$ reprezentînd probabilitatea de a avea 1, 2,... apeluri în așteptare.

$$P(>1) = \sum_{k=s+1}^{\infty} e^{-c} \frac{c^k}{k!} \qquad (1.2)$$

In fig. 1, 2, 3, 4 sînt trasate [9] diagrame după formula (1.2). Aceste diagrame permit citirea directă a numărului de linii necesare pentru a duce un trafic dat la o pierdere dată.

2. Multiple gradate

Principiul multiplării gradate. In toate calculele din [21] nu s-a făcut nici o presupunere asupra felului în care sînt ocupate cele —S— linii de legătură între abonați. Să presupunem că ele sînt aranjate în cîmpul multiplat al unor selectori (fig. 5). Să mai presupunem că acești selectori, în mișcarea de selecție liberă, sînt în poziția de repaus, adică după ce convorbirea s-a terminat, revin automat la poziția inițială.

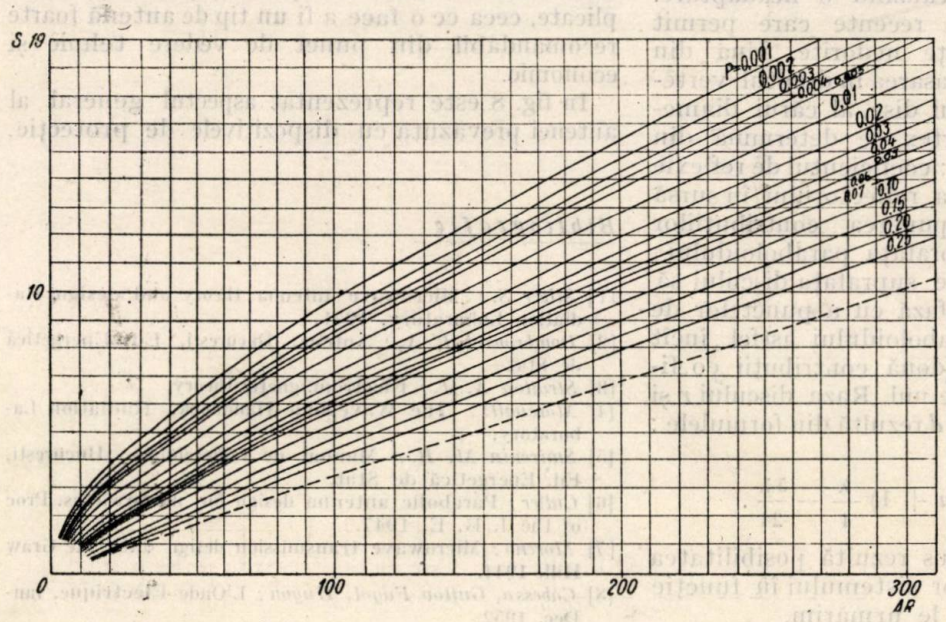


Fig. 1

Se vede îndată că în acest caz primele ieșiri ale cîmpului vor fi mult mai solicitate decît ultimele.

Intr-adevăr, timpul cît sînt ocupate, de exemplu primele 4 ieșiri, va fi proporțional cu probabilitatea de a avea 4 ieșiri ocupate. Ori probabilitatea de a avea un anumit număr de linii ocupate este cu atît mai mică cu cît este mai mare numărul acestor linii.

Cele spuse aici ne permit să calculăm ușor traficul scurs de fiecare din cele S ieșiri.

Dacă C este traficul de intrare, atunci traficul pierdut (sau întîrziat) la prima ieşire va fi $C \cdot P_1$.

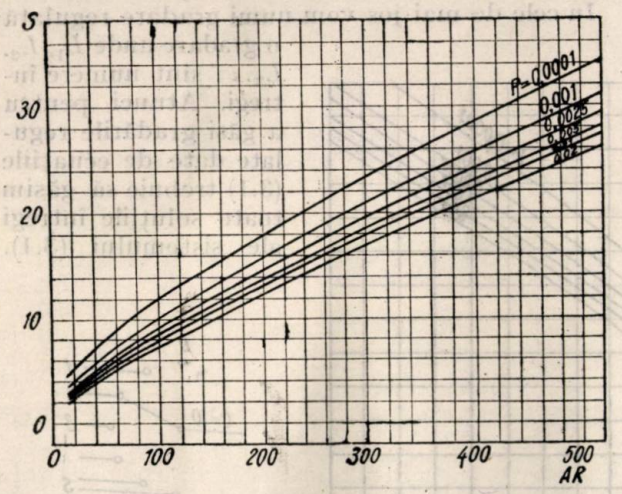


Fig. 2

Prin urmare prima ieşire duce un trafic egal cu :

$$y_1 = C - C P_1 = C (1 - P_1).$$

Tot astfel, traficul pierdut la a doua ieşire este : $C \cdot P_2$; atunci traficul dus de a doua ieşire va fi :

$$y_2 = C P_1 - C P_2 = C(P_1 - P_2).$$

Repetînd raţionamentul vom găsi că traficul dus de ultima ieşire va fi :

$$y_S = C (P_{S-1} - P_S).$$

Traficul pierdut este : $C \cdot P_S$.

In cele de mai sus am făcut presupunerea că o linie $S+1$ poate fi ocupată numai dacă primele S sînt şi ele ocupate.

In realitate lucrurile au loc ceva mai complicat. Intr-adevăr, se poate întîmpla ca un abonat, negăsind linia n liberă, o va ocupa pe $(n+1)$. In timp însă ce acest abonat execută convorbirea, se poate întîmpla ca oricare dintre liniile $1...n$, să se elibereze.

Vom avea atunci n linii ocupate, însă nu succesiv, ci cu un gol.

Prin urmare, probabilitatea de a găsi n ieşiri ocupate într-un selector cu poziţie de repaus nu este riguros egală cu probabilitatea de a avea n linii ocupate efectiv.

Presupunerea adoptată în calculele anterioare a fost denumită „nici un gol în multiplu".

Din cele de mai sus rezultă că ultimile ieşiri din arcul unui selector sînt foarte puţin solicitate, astfel că randamentul lor este foarte mic.

Se poate mări eficacitatea (randamentul) ultimilor ieşiri. In acest scop se poate executa, de exemplu, aranjamentul din fig. 6. Se obţin trei serii (grupe parţiale) a cîte 10 selectori, multiplaţi în mod normal între ei ; aceşti selectori, ale căror ieşiri pe un nivel sînt în număr de 10, sînt conectaţi ca în fig. 6.

Rezultă astfel un grup gradat (sau multiplare gradată) cu 30 intrări şi 20 ieşiri.

In aranjamentul din fig. 6 ultimile 5 ieşiri sînt folosite mai judicios, deoarece ele capătă traficul scurs de la precedentele trei grupe diferite.

O gradare este un grup imperfect deoarece intrările nu au acces la toate ieşirile. Intr-adevăr, selectorii din seria de sus nu au acces la ieşirile individuale ale seriei mijlocii şi a celei de jos.

După cum se vede din fig. 6 se mai poate defini grupul gradat ca un grup în care numărul intrărilor este mai mare ca numărul ieşirilor de pe un nivel de selectori. In cazul de mai sus, cu trei

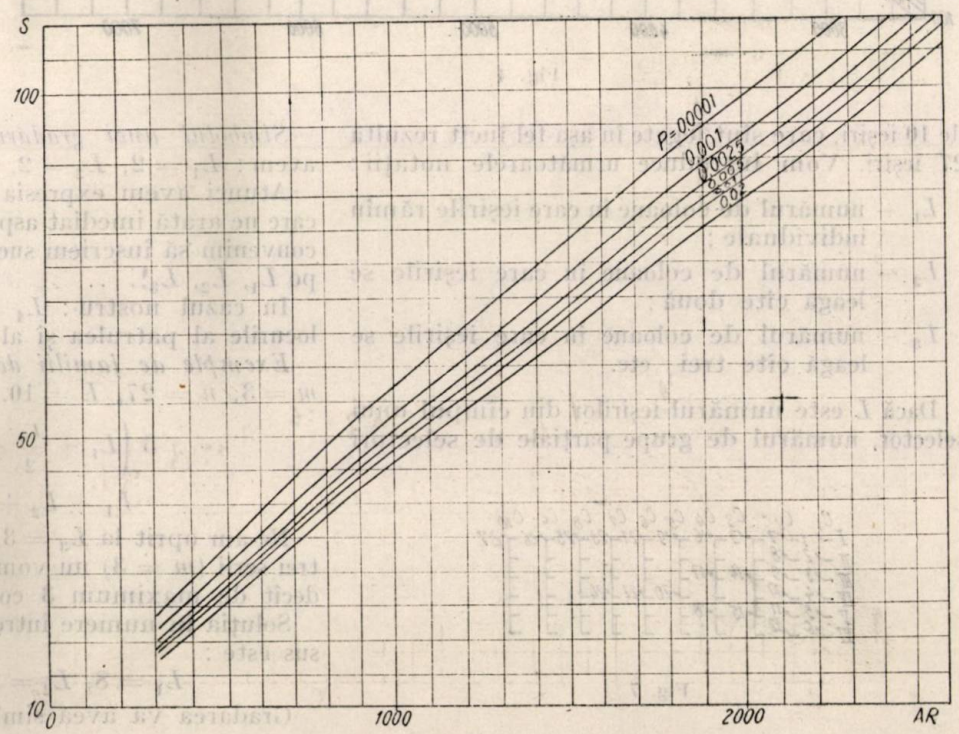


Fig. 3

serii de selectori, dacă ele ar fi multiplate obişnuit, ar rezulta 10 ieşiri. Dacă s-ar lăsa nemultiplate cele trei serii, ar rezulta 30 ieşiri. Prin multiplare gradată se poate obţine un număr de ieşiri cuprins între 10 şi 30.

3. Executarea unei gradări

Fie gradarea din fig. 7. Avem aici 6 serii (grupe parţiale) de selectori cu o capacitate a cîmpului

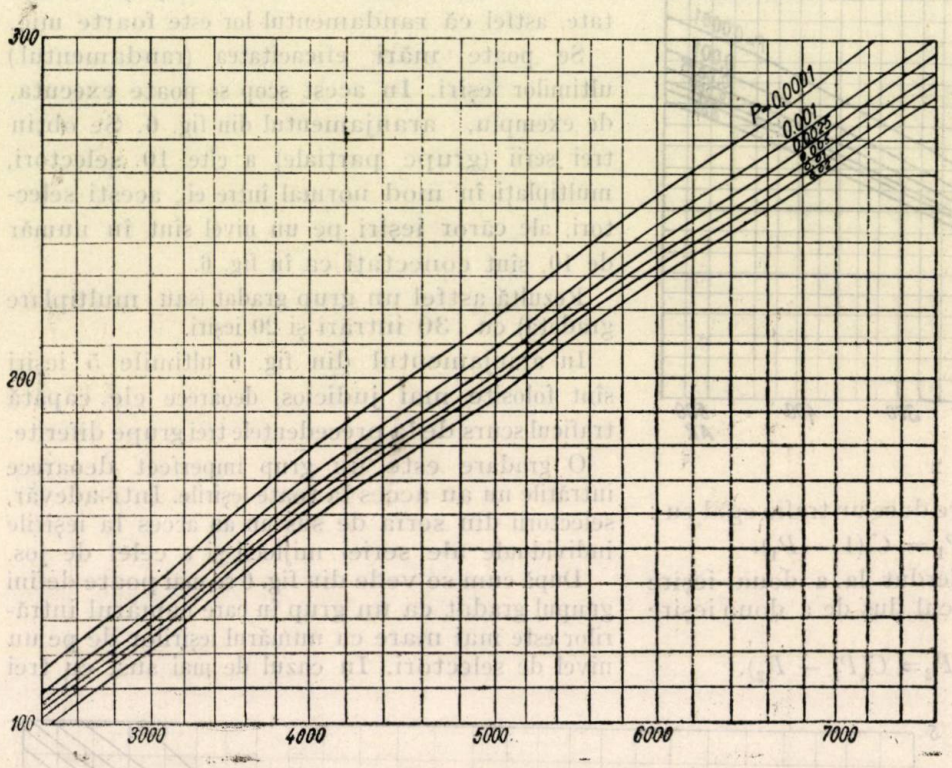


Fig. 4

de 10 ieşiri, care sînt legate în aşa fel încît rezultă 27 ieşiri. Vom introduce următoarele notaţii :

L_1 — numărul de coloane în care ieşirile rămîn individuale ;

L_2 — numărul de coloane în care ieşirile se leagă cîte două ;

L_3 — numărul de coloane în care ieşirile se leagă cîte trei ; etc.

Dacă L este numărul ieşirilor din cîmpul unui selector, numărul de grupe parţiale de selectori

Fig. 7

este m, iar numărul de ieşiri din grupul gradat n, vom avea următoarele ecuaţii pentru determinarea valorilor $L_1, L_2, \ldots$:

$$\left.\begin{aligned} m\left(L_1 + \frac{L_2}{2} + \frac{L_3}{3} + \ldots\right) &= n \\ L_1 + L_2 + L_3 + \ldots &= L \end{aligned}\right\} \quad (3.1)$$

In cazul fig. 7 avem : $m = 6$, $n = 27$, $L = 10$. Soluţia fig. 7 fiind $L_1 = 2$, $L_2 = 2$, $L_3 = 3$, $L_6 = 3$, verifică sistemul de ecuaţii de mai sus. In cele de mai jos vom numi gradare regulată o gradare unde L_1, L_2, $L_3 \ldots$ sînt numere întregi. Atunci pentru a găsi gradările regulate date de ecuaţiile (3.1) trebuie să găsim toate soluţiile întregi ale sistemului (3.1).

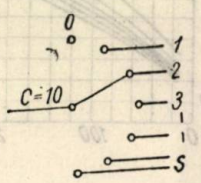


Fig. 5

Fig. 6

Simbolul unei gradări. Revenind la fig. 7, avem : $L_1 = 2$, $L_2 = 2$, $L_3 = 3$, $L_6 = 3$,

Atunci avem expresia : $S = 2.\ 2.\ 3.\ 0.\ 0.\ 3$, care ne arată imediat aspectul unei gradări, dacă convenim să înscriem succesiv cifrele care indică pe L_1, L_2, L_3, ...

In cazul nostru : $L_4 = L_5 = 0$, de aceea în locurile al patrulea şi al cincilea am pus zero.

Exemple de familii de gradări regulate. Fie : $m = 3$, $n = 27$, $L = 10$. Vom avea :

$$3\left(L_1 + \frac{L_2}{2} + \frac{L_3}{3}\right) = 27$$

$$L_1 + L_2 + L_3 = 10.$$

Ne-am oprit la $L_3 = 3$, deoarece avînd numai trei serii ($m = 3$) nu vom putea executa coloane decît de maximum 3 contacte.

Soluţia în numere întregi a sistemului de mai sus este :

$$L_1 = 8,\ L_2 = 2\ L_3 = 0.$$

Gradarea va avea simbolul :

$$S = 8 \cdot 2 \cdot 0.$$

Dacă luăm $m = 4$ grupe, vom avea :

$$4\left(L_1 + \frac{L_2}{2} + \frac{L_3}{3} + \frac{L_4}{4}\right) = 27$$

$$L_1 + L_2 + L_3 + L_4 = 10$$

Avem trei soluţii în numere întregi, date de tabela 1.

Tabela 1

Soluţia	1	2	3
L_1	5	5	4
L_2	2	1	5
L_3	0	3	0
L_4	3	1	1

Se vede că, teoretic putem executa un număr mare de gradări, dacă mărim numărul grupelor parţiale (m). In practică acest număr nu poate fi mărit prea mult, deoarece capacitatea unei grupe parţiale se ia, de obicei, egală cu numărul selectorilor dintr-o ramă de selectori. Astfel, de exemplu, dacă avem 6 rame, atunci vom putea face : 6 grupe parţiale a o ramă, 3 grupe parţiale a două rame sau două grupe parţiale a trei rame.

4. Gradări derivate

Referindu-ne la fig. 7, vedem că grupa parţială I este legată cu : grupa parţială *II* de 8 ori, grupa parţială *III* de 6 ori, grupa parţială *IV* de 3 ori, grupa parţială *V* de 3 ori şi grupa parţială *VI* de 3 ori.

Dacă considerăm grupa parţială *III* vedem că ea este legată cu : grupa parţială *I* de 6 ori, grupa parţială *II* de 6 ori, grupa parţială *IV* de 5 ori, grupa parţială *V* de 3 ori şi grupa parţială *VI* de 3 ori.

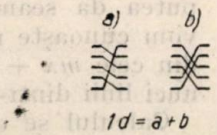
Comparînd, vedem că grupele parţiale *I* şi *III* nu au o situaţie asemănătoare. Intr-adevăr, traficul provenit din aceste grupe nu se va repartiza uniform şi în celelalte, astfel că, cu toate că, presupunem că iniţial traficul este acelaşi în fiecare dintre grupe, pînă la urmă va rezulta un dezechilibru, care va dăuna bunei funcţionări a gradării.

De aceea se impune să găsim astfel de soluţii în care fiecare grupă parţială să fie legată de un număr egal de ori cu celelalte.

In acest scop se folosesc două metode pe care le citäm mai jos [20].

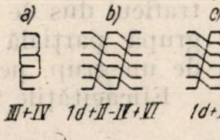
a) *Combinare ciclică de contacte.* Să presupunem că avem o gradare cu $m=6$ grupe parţiale de simbol :

$$S = 0 \cdot 5 \cdot 0.$$



Aceasta înseamnă că avem 5 coloane în care ieşirile sînt legate cîte două (fig. 8).

In fig. 8, *a*, grupa parţială *I* nu este legată decît cu *II*, a *III-a* cu *IV* şi a *V*-a cu a VI-a. Dacă facem însă conexiunile din fig. 8, *b*, vom constata că grupa parţială I este legată cu : grupa parţială II o dată, grupa parţială *III* o dată, grupa parţială *IV* o dată, grupa *V* o dată şi grupa *VI* o dată.



Acelaşi lucru se poate constata şi pentru oricare dintre celelalte grupe parţiale.

Prin combinare ciclică de contacte obţinem astfel o uniformizare a traficului.

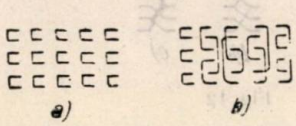


Fig. 8

Fig. 9

b) *Combinare ciclică cu lunecare.* Să considerăm fig. 9, care reprezintă o gradare cu $m = 6$ grupe parţiale şi de simbol $S = 0 \cdot 5 \cdot 0$.

Avem tot 15 ieşiri ca şi anterior. In plus, aici mai avem o egalizare a traficului de la o coloană la alta. Se constată uşor că grupa parţială *I* este legată cu : *II*, *III*, *IV*, *V*, *VI* deci cu toate celelalte, cîte o singură dată. Gradarea dată constituie un ciclu complet.

Avantajul mare al lunecării constă însă în următoarele : Să presupunem că avem gradarea : $S = 0 \cdot 2 \cdot 0$ cu $m = 5$ grupe (fig. 10). După cum se vede uşor, dacă ne rezumăm numai la conexiuni într-o singură coloană, atunci gradarea cerută este imposibil de realizat. Dacă executăm o lunecare, obţinem cazul b) care prezintă dezavantajul că cele două ieşiri din grupa parţială *V* vor lucra ca una singură. Executînd o combinare ciclică cu lunecare, vom obţine cazurile c) sau d), care nu prezintă dezavantajele de mai sus.

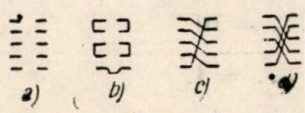


Fig. 10

Se poate constata că alte combinaţii distincte în afară de c) şi d) nu se mai pot face. Gradările c) şi d) formează împreună un ciclu complet.

In fig. 11 sînt date diferite feluri de gradări ciclice cu lunecare ; tot aici este indicat şi numărul de gradări necesar pentru a forma un ciclu.

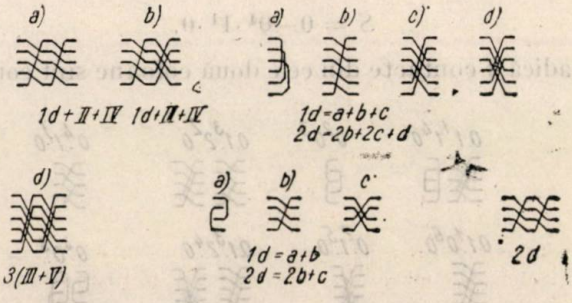


Fig. 11

Conexiunile în plus peste un ciclu complet sînt notate cu +, iar cele lipsă pînă la a completa un ciclu, cu —.

5. Gradări neregulate

Să presupunem că avem $m = 5$ grupe parțiale cu $L = 2$ și dorim să obținem : $n = 4$ ieșiri (fig. 12).

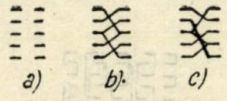


Fig. 12

Rezolvînd sistemul obținem soluțiile :

$$L_2 = \frac{12}{5} \; ; \; L_1 = -\frac{2}{5} \; .$$

Această soluție este imposibilă, deoarece L_1 nu poate fi negativ. Dacă luăm $L_1 = 0$, vom obține un sistem incompatibil.

După cum se constată ușor, numărul L' de contacte din cele 5 grupe este : $L' = 10$.

Notînd cu : $L_1', L_2', \ldots$ numărul de contacte legate cîte : 1, 2,... vom avea :

$$L_1' + L_2' \ldots = L'$$

$$L_1' + \frac{L_2'}{2} \ldots = n$$

In cazul nostru :

$$L_1' + L_2' \ldots = 10$$

$$L_1' + \frac{L_2'}{2} \ldots = 4.$$

Una dintre soluțiile care satisfac acest sistem este :

$$L_2' = 4 \; ; \; L_3' = 6,$$

celelalte soluții fiind nule.

Se obține astfel gradarea din fig. 12, *b*, în care avem 4 contacte legate cîte două și 6 legate cîte trei.

O altă soluție ar fi fig. 12, *c*. :

$$L_1' = 2 \; ; \; L_4' = 8.$$

Acestea sînt diverse tipuri de gradări neregulate.

Simbolul gradării din fig. 12, *b* este :

$$S = 0 - 0^4 \cdot 1^1 \cdot 0.$$

adică 4 contacte din cele două coloane sînt conec-

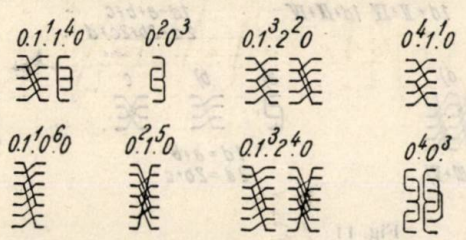


Fig. 13

tate cîte două, iar $5 + 1 = 6$ contacte din cele două coloane sînt conectate cîte trei.

Simbolul gradării din fig. 12, *c* va fi :

$$S = 0^2 \cdot 0 \cdot 1^3 \cdot 0 \cdot$$

In fig. 13 sînt date cîteva exemple de gradări neregulate.

6. Calculul unei gradări

In articolul [21] am arătat pe un exemplu simplu modul de calcul al unei gradări.

In cazul cel mai general, dacă avem o gradare -*S*- formată din grupe cu $x + y$ ieșiri, dintre care x individuale și y comune și m grupe gradate, atunci vom avea pierderi în una din grupe dacă :

a) avem cel puțin $x + y$ apeluri din grupa i ;

b) numărul de apeluri din prima grupă este $x + r$.

Numărul de apeluri plasate de celelalte grupe este cel puțin $Sx + y - r$. Aceste $Sx + y - r$ apeluri vor putea fi plasate de : 1, 2,... $m - 1$ grupe rămase. Prin urmare, S poate lua orice valoare între 1 și $m - 1$.

In acest caz, expresia pierderii se poate pune sub forma :

$$P = \sum_{x+y}^{\infty} P_i + \sum_{S=1}^{m-1} C_{m-1}^{S} \left[1 - \sum_{x+1}^{\infty} P_i \right]^{m-1-S} \int_{t=1}^{S} \Pi P_x + r_t$$

In această formulă : C_{m-1}^{S} reprezintă diferitele combinări executate cu cele $m - 1$ grupe, pentru a plasa cîte cel puțin $Sx + y - r$ apeluri ; $m - 1 - S$ este numărul de grupe în care considerăm că avem cel mult x apeluri ; Π_1^S indică faptul că se vor lua produse de cîte un factor, doi, pînă la S (adică : P_{r_1}, $P_{r_1} P_{r_2}$, $P_{r_1} P_{r_2} P_{r_3}$, ... $P_{r_1} P_{r_2} \ldots P_{r_s}$) ; $\int \Pi_{t=1}^{S}$, arată că în produsele P_{r_1}, $P_{r_2} \ldots P_{r_s}$ $r_1, r_2 \ldots r_s$ se vor lua astfel, încît :

$$r_1 > 0, \text{ și}$$

$$\sum_{t=1}^{S} r_t \geqslant (y - r).$$

Cu expresiile de mai sus pentru pierderi s-au calculat diagrame bazate pe următorul principiu :

Dacă $x + y$ este capacitatea grupelor multiplate, iar $mx + y$ capacitatea gradării, ne vom putea da seama de eficacitatea gradării dacă vom cunoaște raportul dintre eficacitatea uneia din cele $mx + y$ linii ale gradării și eficacitatea unei linii dintr-o grupă de $x + y$.

Calculul se execută astfel : pentru o aceeași probabilitate de pierdere, P, se calculează traficul dus de gradare (presupunînd în fiecare grupă parțială același trafic) și traficul dus de un grup, perfect de $x + y$ linii.

Eficacitățile vor fi respectiv :

$$E_s = \frac{T_s}{mx + y} \; ; \; E_p = \frac{T_p}{x + y} \; .$$

Expresia : $\frac{E_s - E_p}{E_p}$ va reprezenta cîștigul în eficacitate al gradării.

In baza acestor calcule s-au construit diagramele din fig. 14, 15,.

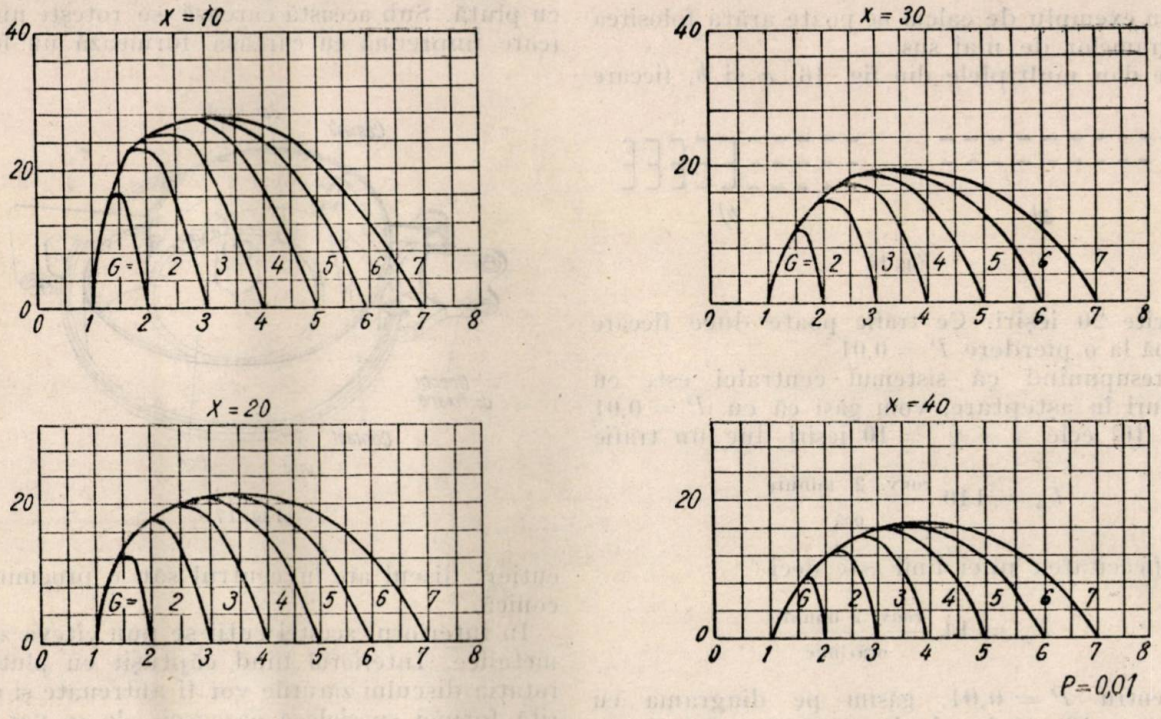


Fig. 14

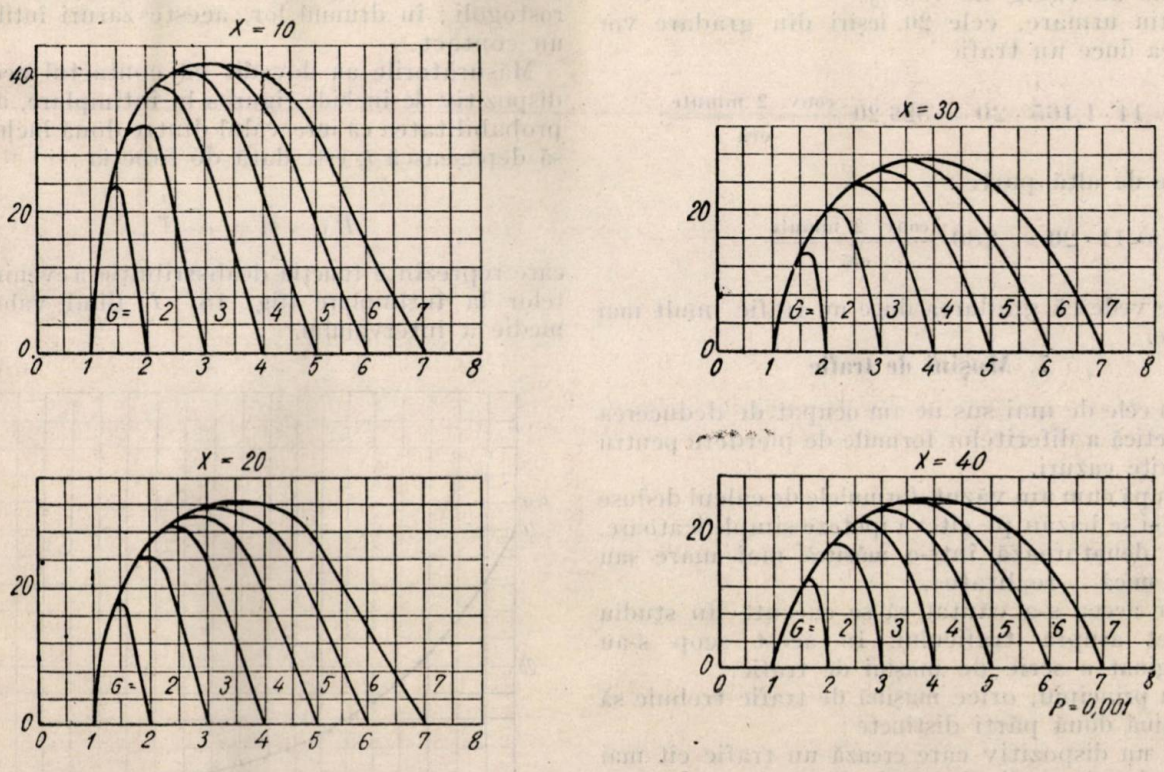


Fig. 15

In aceste diagrame, pe abscisă, s-a luat numărul de ieşiri ale gradării, în multiplii de capacitatea $x + y$ a unei grupe gradate. Pe ordonată s-a luat creşterea eficacităţii faţă de o linie dintr-un grup perfect de $x + y$ ieşiri, la pierderea P, indicată pe fiecare serie de curbe.

Fiecare curbă corespunde la alt număr de grupe gradate. După cum se constată uşor, eficacitatea gradării creşte la început mai mult, iar apoi din ce în ce mai puţin. Maximul eficacităţii

are loc aproximativ pentru un număr de ieşiri

$$mx + y \cong m\,(x + y)$$

Un exemplu de calcul ne poate arăta folosirea diagramelor de mai sus.

Se dau multiplele din fig. 16, *a* şi *b*, fiecare

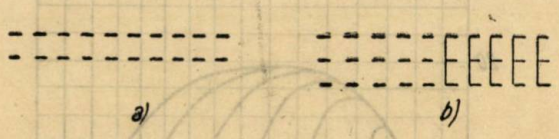


Fig. 16

cu cîte 20 ieşiri. Ce trafic poate duce fiecare grupă la o pierdere $P = 0{,}01$

Presupunînd că sistemul centralei este cu apeluri în aşteptare, vom găsi că cu $P = 0{,}01$ (fig. 16) cele $x + y = 10$ ieşiri duc un trafic

$$T_p = 140\ \frac{\text{conv. 2 minute}}{\text{oră}}.$$

Eficacitatea unei linii este deci :

$$E_p = 14\ \frac{\text{conv. 2 minute}}{\text{oră . linie}}.$$

Pentru $P = 0{,}01$, găsim pe diagrama cu $x + y = 10$, că la abscisa 2 ($2.10 = 20$) corespunde un cîştig de 16,5%.

Prin urmare, cele 20 ieşiri din gradare vor putea duce un trafic

$$E_g = 14 \cdot 1{,}165 \cdot 20 = 326{,}20\ \frac{\text{conv. 2 minute}}{\text{oră}}.$$

Pe de altă parte :

$$E_p = 14 \cdot 20 = 280\ \frac{\text{conv. 2 minute}}{\text{oră}}.$$

Se vede că gradarea duce un trafic mult mai mare.

7. Maşini de trafic

In cele de mai sus ne-am ocupat de deducerea teoretică a diferitelor formule de pierdere pentru diferite cazuri.

După cum am văzut, formulele de calcul deduse de noi se bazau pe cîteva ipoteze simplificatoare, care denaturează într-o măsură mai mare sau mai mică realitatea.

De aceea s-a căutat să se execute un studiu direct asupra traficului. In acest scop s-au imaginat o serie de maşini de trafic.

In principiu, orice maşină de trafic trebuie să conţină două părţi distincte :

a) un dispozitiv care crează un trafic cît mai apropiat de traficul dat de abonaţi ;

b) un dispozitiv care analizează acest trafic şi care reprezintă diferite grupe perfecte sau gradate.

In cele de mai jos vom descrie numai maşina electrică.

Maşina de trafic electrică. a) *Dispozitivul de creare al traficului* (fig. 17). Acest dispozitiv se compune dintr-o carcasă metalică căptuşită cu plută. Sub această carcasă se roteşte un disc (care împreună cu carcasa formează un fel de

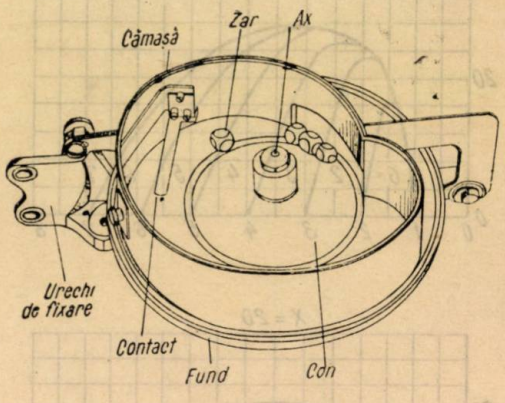


Fig. 17

cutie) ; discul are în centrul său o proeminenţă conică.

In interiorul acestei cutii se pun cîteva zaruri metalice. Interiorul fiind căptuşit cu plută, la rotaţia discului zarurile vor fi antrenate şi datorită formei speciale a carcasei, ele se vor urca pe conul din mijlocul discului şi apoi se vor rostogoli ; în drumul lor, aceste zaruri întîlnesc un contact.

Măsurătorile au dovedit că contactul acestui dispozitiv se închide riguros la întîmplare, adică probabilitatea ca intervalul dintre două închideri să depăşească t, este dată de funcţia :

$$P\,(>t) = e^{-\frac{t}{T}},$$

care reprezintă funcţia de distribuţie a evenimentelor la întîmplare (fig. 18) T fiind valoarea medie a intervalului.

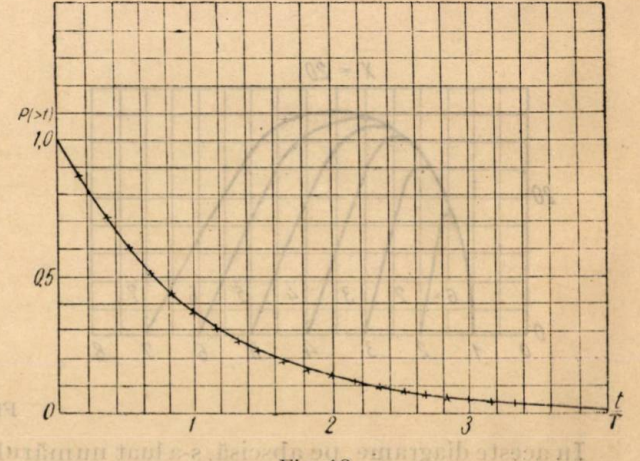


Fig. 18

b) *Dispozitivul de analizare a traficului.* Acest dispozitiv se compune din două părţi : un meca-

nism de timp şi un contor care numără de cîte ori a fost acţionat dispozitivul de timp.

1. Mecanismul de timp (fig. 19). Acest mecanism se compune dintr-un electromagnet (E) de a cărui armătură este fixat un opritor (O). In dreptul opritorului se roteşte un ax care are patru cuie aşezate la distanţă variabilă

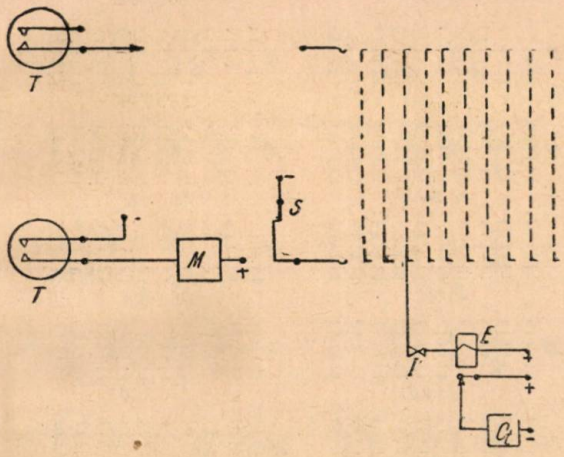


Fig. 19 a

între ele. Cuiele sînt fixate într-un disc care se roteşte împreună cu axul, datorită frecării create de arcul (A).

Dacă electromagnetul (E) este în repaus, atunci opritorul (O) angrenează un cui (C) şi împiedică discul (D) să se rotească. In acest caz, opritorul închide un contact (I). Dacă electromagnetul (E) se atrage pentru un timp scurt, atunci opritorul (O) se desprinde de cuiul (C) şi contactul (I) se desface pînă în momentul cînd opritorul (O) nu va angrena cu cuiul următor.

2. Contorul avansează cu cîte un pas la fiecare atragere a electromagnetului (E).

Funcţionarea maşinii se poate urmări din fig. 19 a şi 19 b. De fiecare dată cînd contactul dispozitivului de trafic (T) se închide, este acţionat electromagnetul (M) al unui căutător sau selector. La fiecare ieşire din cîmpul selectorului este conectat cîte un dispozitiv de timp. Atunci cînd peria selectorului parcurge cîmpul de contacte, electromagneţii (E) ale căror contacte (I) sînt închise, se vor atrage şi contorul lor (C) va conta.

Totodată, electromagnetul (E) execută printr-un circuit auxiliar întreruperea alimentării periei prin acţionarea contactului S, astfel că la mişcarea ulterioară a periei, chiar dacă ea va mai întîlni dispozitive de timp cu contactul I închis, totuşi electromagnetul lor (E) nu se va mai atrage.

Dacă acum vom presupune că un alt dispozitiv de trafic a acţionat un alt selector, acest al doilea selector nu va putea acţiona electromagnetul (E) decît după intervalul de timp cît se scurge între trecerea a două cuie prin dreptul opritorului (O). Acest interval poate fi luat constant sau poate fi luat variabil. In primul caz, cuiele (C) sînt aşezate la 90° unul de altul; în al doilea caz, ele sînt aşezate la unghiuri diferite unul de altul (suma acestor unghiuri este bineînţeles 360°). In acest al doilea caz se realizează în maşină „convoiri" de durată variabilă. Intr-adevăr, la prima acţionare a lui (E) se întrerupe (I) şi rămîne întrerupt pînă nu-l închide opritorul (O), prin angrenarea lui cu cuiul următor. Aşa dar, contorul fiecărei ieşiri din cîmpul căutătorului rămîne blocat un timp anumit. Este ca şi cum această ieşire ar fi ocupată.

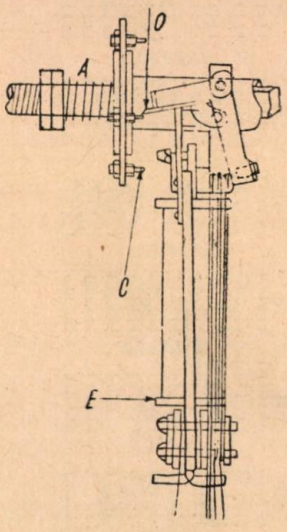


Fig. 19 b

Pentru analiza funcţionării unui grup perfect se execută montajul din fig. 21.

Mai multe dispozitive de trafic sînt conectate la periile unor căutători ale căror cîmpuri sînt multiplate. La fiecare ieşire este conectat, prin intermediul dispozitivului de timp, un contor (C). La cîteva dintre ultimile ieşiri sînt conectaţi direct cîţiva contori care

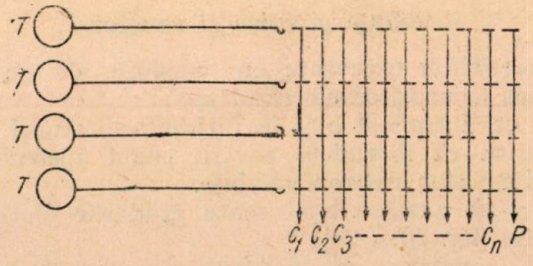


Fig. 20

contează apelurile pierdute, adică acelea care n-au găsit nici un contact (I) închis.

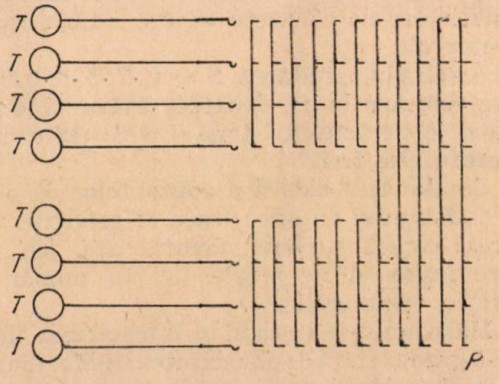


Fig. 21

Pentru gradări se execută montajul din fig. 22.

In încheiere trebuie să observăm că funcționarea mașinii de trafic este mult mai complicată. N-am expus mai sus decît principiul ei.

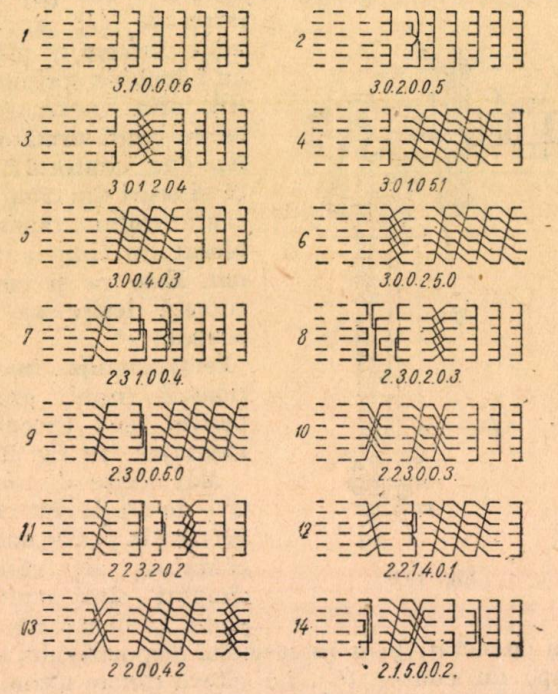


Fig. 22

Rezultate practice și concluzii

Incercările executate cu mașinile de trafic au dus la următoarele rezultate :

a) dacă traficul este la întîmplare, atunci se constată că formulele pentru cazul apelurilor pierdute sînt riguros valabile.

b) s-au analizat apoi toate gradările dintr-o familie (fig. 23 și 24).

S-a constatat că gradările $S = 0 \cdot 8 \cdot 02 \cdot 0 \cdot 0$ și $S = 0 \cdot 7 \cdot 3 \cdot 0 \cdot 0 \cdot 0 \cdot 0$ sînt cele mai bune.

Din toate încercările s-au putut trage următoarele concluzii :

1. Gradările cele mai bune sînt cele uniforme, adică acelea în care avem un număr cît mai mare de contacte de un număr egal de ori între ele.

De exemplu, gradarea $S = 0 \cdot 7 \cdot 3 \cdot 0 \cdot 0 \cdot 0$ este dintre cele mai bune, deoarece avem : $7 \cdot 6 = 42$ contacte conectate cîte două și $3 \cdot 6 = 18$ contacte conectate cîte trei.

2. Combinarea ciclică a contactelor dă o ridicare a cîștigului de eficacitate al gradării. Combinarea ciclică trebuie făcută așa fel, încît fiecare ieșire să fie legată de un număr egal de ori cu toate celelalte.

3. Măsurîndu-se cîștigul în eficacitatea liniilor dintr-o gradare față de eficacitatea liniilor dintr-un grup perfect (de aceeași capacitate cu capacitatea grupelor gradate) s-a ajuns la concluzia că calculele teoretice dau pentru cîștigul în eficacitate, o valoare ceva mai mare ca cea măsurată.

In fig. 25 se pot compara rezultatele măsurătorilor (curba subțire) cu rezultatele calculelor. Curba punctată arată creșterea eficacității

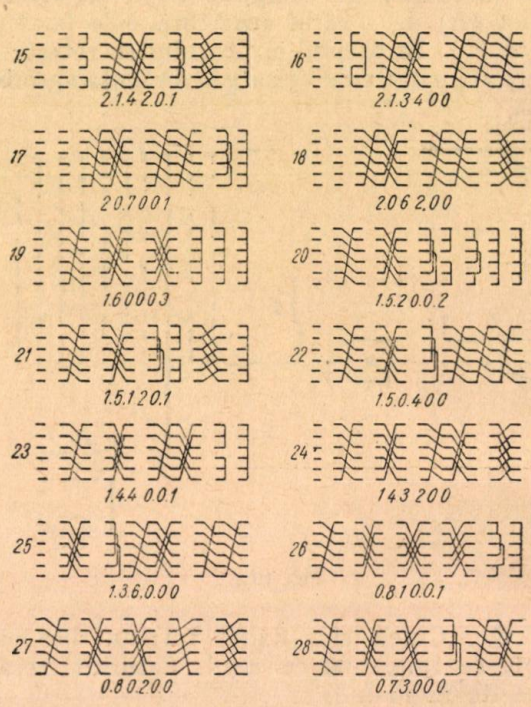


Fig. 23

pentru un grup perfect cu un număr de contacte egal cu produsul dintre abscisă și $x + y = 10$.

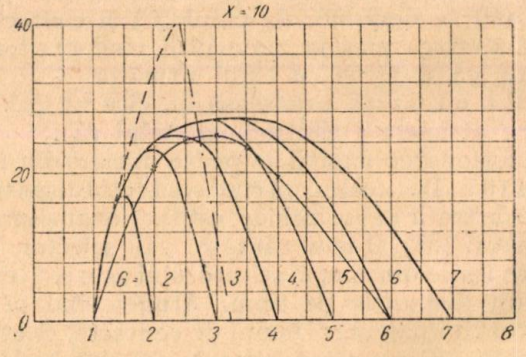


Fig. 24

Se poate conchide că micșorarea cu 25% a valorilor teoretice a cîștigului de eficacitate va da o aproximație acoperitoare.

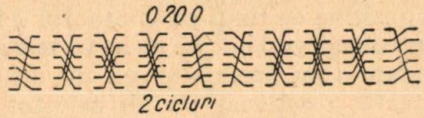


Fig. 25

Metoda de calcul

Ținînd seama de cele expuse mai sus se poate schița acum metoda de calcul a gradărilor. Ea poate fi descompusă în mai multe etape care

vor fi descrise mai jos. Inainte de a trece la descrierea propriu-zisă a metodei de calcul, vom reaminti notaţiile necesare :

$x + y$ este capacitatea cîmpului selectorilor sau căutătorilor pe care îi avem la dispoziţie ;
x — numărul de contacte individuale ;
y — numărul de contacte comune ;
m — numărul de grupe parţiale multiplate gradat ;
$mx+y$ — numărul de ieşiri din gradare.

Calculul se face după cum urmează :

1. Se determină traficul t ce poate fi dus de un grup perfect de $x + y$ linii, la probabilitatea de pierdere adoptată P.

Se calculează eficacitatea unei linii

$$E = \frac{t}{x + y}.$$

2. Se determină numărul de linii făcînd parte dintr-un grup perfect de $x + y$ linii, ce ar fi necesare pentru a duce traficul dat, T

$$n = \frac{T}{E} = \frac{T}{t}(x + y).$$

3. Calculul se face mai departe prin aproximaţie.

Se ştie că orice gradare dă un cîştig de eficacitate, deci numărul n' de linii al gradării va fi mai mic decît n.

Alegîndu-se un număr : $n_1' < n$. determinăm numărul de grupe multiplate gradat m după formula aproximativă

$$mx + y = \frac{m(x + y)}{2} = n_1'$$

$$m \cong \frac{2n_1'}{x + y}.$$

(Am văzut că eficacitatea maximă are loc aproximativ pentru cazul cînd : $mx + y = \frac{m(x+y)}{2}$).

4. Din diagramele din fig. 14 şi 15 se alege diagrama cu P şi $x + y$, pe care le avem în calculul nostru.

Pe curba cu m egal cu cel calculat de noi, găsim cîştigul de eficacitate pentru n_1' linii.

Cifra citită din diagramă o micşorăm cu circa 20—25%. Fie c% cîştigul de eficacitate citit.

Calculăm eficacitatea unei linii a gradării

$$E_1 = \left(1 + \frac{c}{100}\right)E.$$

Se calculează traficul care-l poate duce gradarea T_s din formula

$$T_s = E_1 n_1'.$$

Dacă $T_s > T$, atunci se micşorează n'_1 : vom obţine un alt m pentru care vom reface calculele.

Dacă $T_s < T$, atunci se măreşte n_1' ; vom obţine un alt m pentru care refacem calculele.

Dacă T_s diferă puţin de T, nu mai este nevoie să refacem calculele, deoarece variaţia curbei de cîştig a eficacităţii este foarte înceată în regiunea : $mx + y = n_1' \cong \frac{m(x + y)}{2}$.

In acest caz, determinăm un n_1'' — după formula :

$$n_1'' = \frac{T_s}{E_1}.$$

Observaţie. In unele cazuri, numărul m de grupe multiplate gradat nu poate fi ales cel optim, din motive constructive, adică în special din motivul că nu se poate realiza orice m (deoarece ramele în care sînt aşezaţi căutătorii nu se pot diviza decît într-un anumit fel).

In acest caz, m se cunoaşte ,de obicei, dinainte. Se calculează mai întîi n după formula : $n = \frac{T}{E} = \frac{T}{t}(x + y)$. Apoi pe curba cu m dat, se citeşte numărul de linii n_s, pentru care avem cîştigul de eficacitate c%.

Dacă $n_s\,(1 + c\%)\,E > T$, atunci se ia un alt n_s, mai mic ; dacă $n_s\,(1 + c\%)\,E < T$, atunci se ia un n_s mai mare.

6. După ce s-a calculat valoarea lui n_s, se aplică concluziile trase în baza rezultatelor maşinilor de trafic. Gradarea trebuind să fie cît mai uniformă, ecuaţiile

$$m\left(L_1 + \frac{L_2}{2} + \ldots \frac{L_i}{i} + \frac{L_{i+1}}{i+1}\ldots\right) = n_s$$

$$L_1 + L_2 + \ldots L_1 + L_{i+1} \ldots = x + y$$

se rezolvă succesiv luînd numai cîte doi termeni : L_i şi L_{i+1} .

7. O dată determinate numerele de coloane L_i şi L_{i+1} ale căror contacte vor trebui legate cîte i şi cîte $i + 1$, se execută această conectare ţinînd seama că trebuie să obţinem cicluri de conexiuni cît mai complete.

Exemplu de calcul. Să se calculeze pentru $P = 0{,}01$ o multiplare gradată cu selectori de o capacitate : $x + y = 20$, care să ducă un trafic $T = 1\,200 \frac{\text{oc. 2 minute}}{\text{oră}}$.

1. Din diagramele din fig. 1, 2, 3, 4 găsim că la $P = 0{,}01$ un grup de 20 linii duce un trafic $t = 344 \frac{\text{oc. 2 minute}}{\text{oră}}$.

Eficacitatea unei linii :

$$E = \frac{344}{20} = 17{,}20 \frac{\text{oc. 2 minute}}{\text{oră} \cdot \text{linie}}.$$

2. Pentru traficul T, am avea nevoie de :

$$n = \frac{1\,200}{17{,}20} \cong 70 \text{ linii.}$$

3. Luăm : $n_1' \leqq 60$ linii

Determinăm pe m :

$$m = \frac{2n_1'}{x+y} = \frac{120}{20} \leqq 6.$$

4. Pe diagramele din fig. 14, 15 găsim pentru $P = 0{,}01$ şi $x + y = 20$ pe curba $m = 6$, că la abscisa 3 (3.20 = 60) corespunde un cîştig $c = 21\%$. Luăm $c = 16\%$.

Eficacitatea unei linii a gradării va fi :

$$E_1 = (1 + 0{,}16) = 17{,}2 = 20 \frac{\text{oc. 2 minute}}{\text{oră} \cdot \text{linie}}.$$

5. Calculăm traficul ce-l poate duce gradarea

$$T_s = E_1 \cdot n_1' = 20 \cdot 60 = 1\,200 \frac{\text{oc. 2 minute}}{\text{oră}},$$

deci tocmai traficul T.

6. Acum vom construi gradarea. Avem sistemul :

$$6\left(L_1 + \frac{L_2}{2} \ldots\right) = 60$$

$$L_1 + L_2 \ldots = 20.$$

Inainte de a rezolva sistemul de mai sus, vom face următoarea observaţie :

— dacă gradarea noastră ar avea numai ieşiri individuale atunci numărul ieşirilor ar fi : $6 \cdot 20 = 120$. ;

— dacă ar avea numai ieşiri de la contacte legate cîte două, atunci numărul ieşirilor ar fi : $\frac{6 \cdot 20}{2} = 60$.

Ori tocmai acesta este numărul de ieşiri care trebuie să-i aibă gradarea noastră. Avem deci $L_2 = 20$.

7. Să vedem cîte perechi de coloane de cîte 6 sînt necesare pentru a forma un ciclu complet.

Se vede din fig. 11 că : $2 \cdot a + 2 \cdot b + c$ vor forma un ciclu complet. Deci, 10 coloane dau două cicluri complete.

Gradarea rezultată este dată în fig. 26.

Bibliografie

[1] *Winkelmann K.* : Theoretische Berechnung der Wähler und Leitungszahlen in Fernsprechanlagen, 1936, Franz Westphal Verlag Wolfshagen Scharbeuts.

[2] *Molina Ed. C.* : Application of the Theory of Probability to Telephone Trunking Problems, Bell System Technical Journal, july, 1927.

[3] *Wilkinson R. I.* : The Interconnection of Telephone Systems Graded Multiples, Bell System Technical Journal, october 1931.

[4] *Hettwig* : Fernsprech-Wählanlagen. München und Berlin, 1940

[5]. *Carmazov M. G.* : Avtomaticescaia Telefonia, Sveazizdat, 1947.

[6] *Marchai E. V.* şi *Babiţchi I. A,* : Avtomaticescaia Telefonia.

[7] *Vaulot A. E.* : Etude du traffic téléphonique reçu par des lignes explorées dans un ordre déterminé, Revue Générale de l'Electricité, novembre, 1935.

[8] *Vaulot A. E.* : Application du calcul des probabilités à l'exploitation téléphonique, Revue Générale de l'Electricité, septembre, 1924.

[9] *Merker M.* : Application du calcul des probabilités à la détermination du nombre d'organes et leur mode de connexion dans un bureau de téléphonie automatique, Revue générale de l'Electricité, avril, 1927.

[10] *Palm C.* : Calcul exact de la perte dans les groupes de circuits échalonnés, Ericssons Technics, nr. 3. 1936.

[11] *Polaczek F.* : Ueber eine Aufgabe der Wahrscheinlichtkeitstheorie, Mathematische Zeitschrift 32, 1930.

[12] *Pollaczek F.* : Theorie des Wartens vor „Schaltern", Telegraphen und Fernsprechtechnik, 1930.

[13] *Kruithof I.* : Calcul du trafic téléphonique, Revue Générale de l'Electricité, 2 avril, 1938.

[14] *Elliman E. A.* şi *Fraser R. W.* : Post Office Electr. Engs. Journ. (Elektrotechnische Zeitschrift, 1930 Oktober).

[15] *Palm C.* : Inhomogeneous traffic in full Availability Groups, Ericssons Tehnics

[16] *Buchman E. N.* şi *Podgorodeţchi I. A.* : Statistica Sveazi, Sveazizdat, 1948, Moscova.

[17] *Aitken A. C.* : Statistical Mathematics, 1947.

[18] *Romanovschi V. I.* : Primenenia matematicescoi statistichi v apîtnom dele, Ogiz, Gostehizdat, 1947.

[19] *Dlin A. M.* : Matematicescaia statistica v techniche Sovetskaia Nauc 1949.,

[20] *Kruithof I.* : The Rotary Traffic Machine.

[21] *Livovschi I.* : Aplicarea calculului probabilităţilor în telefonic, Gazeta Matematică şi Fizică.

★

РАСЧЕТ ЧИСЛА МЕХАНИЗМОВ НА АТС

Резюме

Излагается вопрос расчета количества механизмов на АТС имеющей систему вызовов в ожидании, для различных ступеней селекции.

REVISTA „ELECTROTEHNICA", organ al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnlcienilor din R.P.R. şi al Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice * Redacţia : Bucureşti, str. Ioan Ghica nr. 4. Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon : 3.57.28 şi 3.07.30 * Administraţia şi casieria : Calea Victoriei nr. 118, Raionul I. V Stalin * Revista este editată de „EDITURA ENERGETICĂ DE STAT", B-dul General Magheru nr. 33, Telefon 5.44.70/155 * Abonamentele se primesc 'a toate oficiile poştale de la oraşe şi sate, prin factorii poştali la secţiile raionale de Difuzare a Presei şi la *şediul Redacţiei din str. Ioan Ghica nr. 3* * Tarif pentru întreprinderi : lei 96 anual; Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual; Preţul unui exemplar : lei 5.

Bibliografie

621.38

KAPTOV N. A.: Electronica, Editura Gostehizdat, Moscova, 1954, 467 pagini. Lucrarea este un manual de electronică, destinat universităţilor din U.R.S.S. la care există specializarea în radiofizică. Aceasta precizează de la început structura cărţii, care nu va prezenta aspectul tehnic al electronicii — aşa cum se înţelege la noi — ci bazele teoretice ale acestei discipline, şi anume acele aspecte care interesează pe cei care se specializează în radiofizică. Astfel din carte vor lipsi capitole despre amplificatorii electronici, de exemplu, dar vor exista alte părţi în care să se studieze descărcările în gaze, electricitatea atmosferică, efectul fotoelectric, teoria semiconductorilor.

Lucrarea începe cu o introducere, în care se defineşte noţiunea de electronică. Anume, electronica este definită ca acea parte a fizicii, care se ocupă cu procesele electronice care au loc în vid, în gaze, în corpurile solide ca şi la limita de separaţie a două corpuri solide în contact. Prin aceasta se determină şi conţinutul cărţii. Tot în introducere se dă un scurt istoric al contribuţiei oamenilor de ştiinţă ruşi şi sovietici la disciplina electronicii şi în general, la electricitate.

Primul capitol al cărţii este intitulat: termoemisia şi emisia rece. Aci se prezintă succint fenomenele fundamentale. Se arată că în 1889, J. J. Thompson a descoperit fenomenul că în emisia termoelectronică, prin vid trec particule care au atît masă cît şi sarcini electrice. Acest fapt este situat printre cele care au condus la teoria electronică. In ceeace priveşte teoria emisiei termice, ea se face direct pe baza statisticei Fermi — Dirac, presupusă cunoscută. Pe baza datelor teoretice, se dau diferite metode experimentale pentru determinarea lucrului ieşire şi a constantei A din formula lui Richardson. Se trece apoi la studiul emisiei la rece, studiindu-se emisia dintr-un catod metalic, care are la suprafaţă un strat monomolecular. Capitolul se încheie cu studierea foarte pe scurt şi calitativ a agitaţiei electronice şi a curentului de sgomot corespunzător.

Următorul capitol al cărţii studiază fotoemisia şi emisia secundară. Se prezintă mai întîi legile lui Stoletov şi Einstein, se arată apoi metode de determinare a vitezei fotoelectronilor şi se trece apoi la teoria fenomenului. Emisia secundară este studiată calitativ, prezentîndu-se şi multiplicatorul electronic. Cu aceasta se termină prima parte, dedicată emisiei, şi se trece la studierea electronicii gazelor. Această nouă parte începe cu studierea ionizării şi excitării particulelor unui gaz, prin ciocniri neelastice de prima şi a doua speţă, trecîndu-se apoi la fotoionizarea unui volum de gaz.

Capitolul următor studiază mişcarea electronilor în vidul înaintat şi în gaze. După prezentarea fenomenelor fizice fundamentale, se trece la legea sarcinii spaţiale a diodei — care este dedusă matematic — apoi la fizica triodei care este prezentată frumos.

In strînsă legătură cu capitolul precedent, este redactat un capitol intitulat: elemente de optică electronică, unde se studiază focalizarea unui fascicol de electroni, atît cu ajutorul unui cîmp electric, cît şi a unuia magnetic. Cu aceasta se încheie o nouă parte a cărţii, trecîndu-se la studiul semiconductorilor.

Fenomenele legate de semiconductori sînt prezentate corect, însă fizic, calitativ, pe imagini, fără a intra în detalii, care nu se pot explica decît cu ajutorul aparatului matematic al mecanicii cuantice. Se dau fenomenele fundamentale şi unele aplicaţii moderne, cum ar fi trioda cu cristal.

Se trece apoi la studierea diverselor tipuri de descărcări electrice: lavinare, în arc, corona şi altele, printre care reţinem pe cele în înaltă frecvenţă. In legătură cu aceste descărcări se mai studiază unele fenomene legate de fizic atmosferei terestre, şi se dau unele elemente relative la fenomenele de radiaţie care însoţesc descărcările în gaze.

Ca anexă, se dau tabele numerice şi grafice, relative la mărimile fizice care au intervenit în carte.

Pentru publicul de la noi cartea prezintă interes deoarece în ea se poate urmări aspectul fizic — teoretic al electronicii, şi toţi cei care se ocupă de aspectele tehnice ale electronicii vor cîştiga din citirea acestei cărţi. Cartea ne fiind prea matematizată, abordarea ei este relativ uşoară.

621.315.212

GRODNEV I. I., SOKOLOV V. V.: Cable coaxiale, Sviazizdat, Moscova 1954, 226 pagini.

Cartea se prezintă ca o monografie care epuizează problemele cablelor coaxiale, începînd dela teoria lor matematică, şi terminînd cu problemele exploatării şi măsurării lor, fiind totodată redactată la un nivel înalt.

Primul capitol al cărţii se intitulează: teoria cablelor coaxiale de construcţie ideală, şi începe prin a scrie ecuaţiile lui Maxwell într-un sistem cilindric de coordonate, pentru a trece apoi la studierea fenomenelor de propagare dealungul cablului. Se studiază astfel atît propagarea cîmpului cît şi a tensiunii şi curentului — mărimii mai familiare în exploatare — cît şi impedanţa cablului.

Al doilea capitol studiază dependenţa dintre parametrii electrici ai cablelor coaxiale şi neregularităţile constructive. Studiul nu se face prin teoria generală a propagării undelor într-un contur uşor deformat (vezi în acest sens: P. M. Riz, Rezolvarea ecuaţiei undelor pentru domenii apropiate de unul dat, în Prikladnaia matematica, i mecanica tom. XVI, 1952, nr. 3, pag. 345) ci prin metode mai simple, inginereşti.

Capitolul al treilea studiează influenţa neregularităţilor asupra impedanţei de intrare a cablului, reluînd chestiunile studiate în capitolul anterior.

In capitolul al patrulea se studiază influenţele care se exercită de către un cablu asupra altora din vecinătatea sa — problemă importantă legată de problemea diafoniei. Cu aceasta se termină partea teoretică a cărţii, trecîndu-se probleme mai practice.

Elemente de construcţia cablelor coaxiale se dau în capitolul cinci. Aceste elemente sînt relative atît la conductorul central, cît şi la dielectric şi cămaşa exterioară.

Capitolul şase prezintă diverse tipuri de cable coaxiale, construcţia şi proprietăţile lor electrice. Printre altele se prezintă cable de radiofrecvenţă şi cable submarine.

Se trece apoi la a treia parte a cărţii, relativă la măsurarea cablelor coaxiale. Se dau metode pentru măsurarea impedanţei caracteristice, printre altele şi metode de impulsuri, utilizînd osciloграful catodic. Se dau de asemenea metode pentru măsurarea atenuării, a timpului de propagare.

Ultimul capitol se referă la exploatarea şi particularităţile constructive ale cablelor destinate legăturilor principale.

La sfîrşitul cărţii se dă o bibliografie cu 29 titluri.

Lucrarea se adresează atît personalului cu o calificare superioară care lucrează în telecomunicaţii, cît şi studenţilor institutelor electrotehnice.

Ingineri și Tehnicieni !

Studenți și Aspiranți !

A apărut în EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

Cel mai complet curs de cazane și instalații anexe

Cuprinde atît descrierea și exploatarea, cît și calculul și construcția agregatelor de cazane de toate tipurile de la cele funcționînd cu combustibili locali (turbă, deșeuri de lemn etc.) pînă la cazanele cele mai moderne cu parametrii supraînalți ai aburului. Intr-un capitol separat se studiază producerea aburului cu ajutorul energiei atomice. Locomobilele și cazanele de locomotivă sînt examinate din punct de vedere al particularităților ce le prezintă. Sînt cuprinse de asemenea problemele alimentării cu apă, aer și combustibil. In anexă sînt date o serie de exemple de calcul ale agregatelor de cazane.

Lucrarea se adresează termotehnicienilor din exploatare și din diferite institute, putînd fi folosită și ca manual în școlile de specialitate. Se poate procura de la : Colecturile Bibliotecilor din întreaga țară și standul de cărți de la Magazinul „Electrotehnica“ București Bulevardul General Magheru 33.

LEI 5

E 2040
d

KAT

59

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Institut. de Electrotehnică
BUCUREȘTI
BIBLIOTECA CENTRALĂ
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - ECHANGE

8

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT
1955

SUMAR

* * * : 11 ani de la eliberarea patriei noastre 305
* * * : Alegerea de noi membri ai Academiei R. P. R. 306
M. Nachman : Albert Einstein 307
Fl. Stănciulescu : Aspectul energetic al descărcărilor electrice prin rezistențe neliniare 308
I. Papadache : Prelucrarea metalelor prin scîntei electrice 316
Gh. Hortopan : Elemente de calcul pentru redresori de putere. Parametrii transformatorului 323
A. Vlădescu : Influența dispozitivului de reglaj automat asupra distorsiunilor de neliniaritate ale receptorilor 345
S. Ciofu și R. Vrînceanu : Excitatorul electrofrenic. Aparat electronic de respirație artificială 451
S. Condrea : Eficacitatea sistemelor de telecomunicații 355

NOTE

I. S. Antoniu : Operatorul de reprezentare a sistemelor polifazate simetrice 364
RĂSFOIND PRESA TEHNICĂ 367
BIBLIOGRAFIE 368

СОДЕРЖАНИЕ

* * * : 11-ая годовщина освобождения нашей родины 305
* * * : Выбор новых членов Академии Р.Н.Р. 306
М. Нахман : Альберт Эйнштайн 307
Ф. Станчюлеску : Энергетическая сторона электрических разрядов через нелинейные сопротавления 308
И. Пападаке : Электроискровая обработка металлов 316
Г. Хортопан : Элементы расчета выпрямителей мощности. Параметры трансформатора 323
А. Влеdеску : Влияние АРУ на нелинейные искажения приемников 345
С. Чофу и Р. Врынчану: Электро-френический возбудитель. Электроннюй аппарат для искусственного дыхания 351
С. Кондря : Эффективность систем связы . 355

ЗАМЕТКИ

И. С. Антониу : Оператор описывающий симметричные многофазные системы . . 364
ПО СТРАНИЦАМ ТЕХНИЧЕСКИХ ЖУРНАЛОВ 367
БИБЛИОГРАФИЯ 368

SOMMAIRE

* * * : 11 ans depuis la libération de notre patrie 305
* * * : L'élection de nouveaux membres à l'Academie de la République Populaire Roumaine 306
M. Nachman : Albert Einstein 307
Fl. Stănciulescu : L'aspect énergetique des decharges électriques à travers les resistances non-linéaires 308
I. Papadache : L'usinage des metaux à l'aide des étincelles électriques 316
Gh. Hortopan : Eléments de calcul pour rédresseurs de force. Les paramètres du transformateur 323
A. Vlădescu : L'influence du dispositif de règlage automatique sur les distorsions de non-linéarité des récepteurs 345
S. Ciofu et R. Vrinceanu : L'excitateur électrophrénique. Appareil électronique pour la respiration artificielle 351
S. Condrea : L'efficacité des systèmes de télécommunication 355

NOTES

I. S. Antoniu : L'opérateur de representation des systèmes polyphasés symétriques . . 364
FEUILLETANT LA PRESSE TECHNIQUE 367
BIBLIOGRAPHIE 368

INHALT

* * * : 11 Jahre seit der Befreiung unseres Vaterlandes 305
* * * : Wahl neuer Mitglieder der Akademie der Rumänischen Volksrepublik 306
M. Nachman : Albert Einstein 307
Fl. Stănciulescu : Elektrische Entladungen durch nichtliniäre Widerstände vom energetischen Standpunkt aus gesehen 308
I. Papadache : Verarbeitung der Metalle durch elektrische Funken 316
Gh. Hortopan : Berechnungselemente für Leistungsgleichrichter. Die Parameter des Umspanners. 323
A. Vlădescu : Einfluss der automatischen Regelvorrichtung auf die nichtliniären Verzerrungen der Empfänger 345
S. Ciofu u. R. Vrinceanu : Elektrophrenischer Erreger. Elektronisches Kunstatmungsgerät 351
S. Condrea : Die Wirksamkeit der Fernmeldesysteme 355

MITTEILUNGEN

I. S. Antoniu : Darstellungsoperator der Mehrphasigen symmetrischen Systeme 364
AUS DEN TECHNISCHEN ZEITSCHRIFTEN 367
BIBLIOGRAPHIE 368

ANUL III
1955

ELECTROTEHNICA

Nr. 8
AUGUST

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

11 ani de la eliberarea patriei noastre

Ziua de 23 AUGUST, aniversarea a 11 ani de la eliberarea patriei noastre este, întîmpinată de fiecare cetățean al patriei noastre cu legitimă mîndrie.

In această zi, prilej de bogat bilanț de realizări, se face o trecere în revistă a succeselor obținute de oamenii muncii în opera de construire a socialismului.

Poporul nostru rămîne profund recunoscător vitezelor armate ale Uniunii Sovietice, a căror luptă eroică a dus la izgonirea armatelor hitleriste de pe teritoriul patriei noastre și a dat putință maselor populare să-și ia soarta în propriile lor mîini.

In cei 11 ani de la eliberare, țara noastră a străbătut un drum uriaș. Dintr-o țară „eminamente agrară", azi țara noastră este o țară industrial-agricolă în plină dezvoltare.

Guvernul R.P.R. acordă principala atenție dezvoltării industriei grele, creînd-se în țara noastră o industrie proprie constructoare de mașini.

Astfel, o deosebită dezvoltare a luat industria construcțiilor de mașini și de prelucrare a metalului care va avea la sfîrșitul anului 1955 un nivel de peste 280% față de 1950, industria chimică peste 300% industria materialelor de construcție c.c.a. 240%, industria metalurgiei neferoase aproape 230%.

Se înfăptuiește cu succes planul de electrificare a țării. Prin intrarea în funcțiune a noi termo și hidrocentrale, producția de energie electrică este de peste două ori față de anul 1950.

S-a creat și dezvoltat în anii regimului de democrație populară industria electrotehnică, capabilă să producă o gamă largă de produse electrotehnice necesare industriei, agriculturii, necesităților de viață și cultură ale oamenilor muncii. Față de anul 1950 producția de transformatoare electrice a crescut în 1955 cu 157,4% cea de motoare electrice cu 167,4% iar cea de aparate de radio cu 226,7%. In cinstea celei de a 11-a aniversări a eliberării patriei noastre, a fost realizată în țara noastră prima stație experimentală de televiziune și prima stație radioreleu.

Dezvoltarea industriei grele a făcut cu putință înzestrarea industriei ușoare și alimentare, și pe această bază, creșterea producției de bunuri de larg consum.

S-a întărit baza tehnico-materială a agriculturii noastre. Numărul S.M.T.-urilor a crescut la 220. Aplicînd metodele agrotehnice avansate și depunînd o muncă însuflețită, țărănimea noastră muncitoare a reușit să depășească în acest an cultura de păioase față de 1954.

Se întărește permanent sectorul socialist în agricultură. Numărul gospodăriile agricole colective și întovărășirilor este în prezent de 5600 cuprinzînd circa 360.0000 familii de țărani.

In fiecare an, crește nivelul de trai al celor ce muncesc. Statul cheltuiește sume importante pentru asigurări sociale, ocrotirea sănătății, învățămînt, odihna oamenilor muncii etc.

Cea mai importantă cucerire a poporului nostru este statul democrat popular, care a lichidat pentru totdeauna exploatarea burghezo-moșierească, aservirea față de capitalul internațional; de aceea, el se bucură de prețuirea și atașamentul permanent al poporului.

Anul acesta, sărbătorim cea de a 11 a aniversare a patriei noastre în condițiile unei serioase micșorări a încordării în relațiile internaționale și a întăririi încrederii reciproce între state.

Cel mai important eveniment diplomatic din ultimii 10 ani rămîne întîlnirea șefilor guvernelor celor patru mari puteri care a avut loc la Geneva. Datorită spiritului nou în care au decurs tratativele de la Geneva s-au pus bazele unei noi ere în relațiile internaționale.

Conferința de la Geneva are marele merit de fi creat o atmosferă de înțelegere reciprocă, de a înlătura temerile dintre state, de a fi dat directive concrete miniștrilor afacerilor externe pentru discutarea și rezolvarea problemelor în cadrul conferinței din octombrie a.c.

Pe plan mondial se desfășoară în prezent o largă opinie în favoarea folosirii în scopuri pașnice a energiei nucleare. Astfel, cercuri științifice și publice tot mai largi se pronunță pentru interzicerea armelor nucleare, termo-nucleare și a altor tipuri de arme de exterminare în masă.

Conferința tehnico-științifică internațională, pentru folosirea în scopuri pașnice a acestei energii de sub egida O.N.U., a constituit un important aport pentru dezvoltarea în toate țările a aplicațiilor fizicei nucleare.

Reunind valoroși oameni de știință, fizicieni și ingineri din 72 de țări, conferința a contribuit la un amplu schimb de păreri privind folosirea pașnică a energiei nucleare.

Numeroși oameni de știință din U.R.S.S., S.U.A., Marea Britanie și alte țări au prezentat referate interesante care au contribuit la dezvoltarea energeticii atomice. Delegația țării noastre a prezentat conferinței 10 comunicări științifice, care s-au bucurat de multă prețuire.

Ceea ce este important, este spiritul de colaborare științifică care a domnit, spiritul de schimb de experiență rodnică, pusă în slujba folosirii constructive a energiei viitorului — energia nucleară.

Țării noastre i se vor deschide largi perspective de dezvoltare a cercetărilor de fizică atomică, datorită sprijinului Uniunii Sovietice. Un cîmp larg de activitate se va deschide electronicii aplicate, care printre altele trebuie să asigure sistemele de măsură, control și reglare automată la instalațiile folosite în fizică nucleară.

La 23 August 1955, poporul nostru își manifestă atașamentul pentru regimul de democrație populară, fermitatea sa în apărarea libertăților și drepturilor cucerite, dorința sa fierbinte de a contribui la întărirea legăturilor de prietenie cu toate popoarele pentru consolidarea și lărgirea rezultatelor obținute la Geneva.

Alegerea de noi membri ai Academiei R. P. R.

Intre 27 iunie şi 2 iulie a. c. a avut loc sesiunea generală a Academiei R.P.R. Această sesiune s-a caracterizat prin hotărîrea acestui înalt for ştiinţific din ţara noastră, de a pune ştiinţa în slujba poporului şi a construirii socialismului.

Acad. prof. Traian Săvulescu, preşedintele Academiei R.P.R., a arătat în comunicarea ţinută în această sesiune că „Numai legătura indisolubilă dintre ştiinţă şi practică poate să asigure succesul înaintării ştiinţei noastre pe calea socialismului".

In prezent, ştiinţelor tehnice le revin sarcini tot mai însemnate. Introducerea tehnicii noi în toate ramurile industriale constituie o problemă vitală la care trebuie să răspundă toţi oamenii de ştiinţă, inginerii şi tehnicienii. Prin activitatea lor creatoare, desfăşurată la un nivel tot mai înalt, şi răspunzînd cerinţelor actuale ale dezvoltării tehnicii în ţara noastră, membrii şi colaboratorii Academiei R.P.R. vor aduce un aport substanţial la dezvoltarea economiei naţionale pe drumul socialismului.

In aceste condiţii, alegerea de noi membrii ai Academiei R.P.R. are o importanţă deosebită. Ea are menirea de a întări munca de cercetare ştiinţifică şi de a o ridica la un nivel mai înalt corespunzător necesităţilor economiei şi culturii noastre.

Alături de ceilalţi oameni de ştiinţă de valoare, membrii ai secţiei de ştiinţe tehnice, au fost aleşi prof. Nicolae Vasilescu Karpen, prof. Constantin Budeanu şi prof. Cornel Mikloşi.

Intreaga activitate pe tărîm electrotehnic, de la începutul veacului al XX-lea şi pînă în prezent, este dominată de prof. N. Vasilescu Karpen. Absolvent al fostei Şcoli de Poduri şi Şosele, doctor în fizică de la Paris, întemeiază învăţămîntul politehnic în ţara noastră, prin transformarea fostei Şcoli de Poduri şi Şosele în şcoală politehnică, la nivelul şcolilor similare din străinătate. Pregăteşte generaţii întregi de studenţi, care astăzi ocupă un loc de frunte în dezvoltarea tehnico-ştiinţifică în ţara noastră, printr-o activitate asiduă de profesor, desfăşurată timp de peste 40 de ani.

Prof. N. Vasilescu Karpen a adus o serie de contribuţii originale încă în prima decadă a secolului, prin comunicări făcute la Academia de Ştiinţe din Paris sau în revistele din ţară, în problema efectului magnetic asupra corpurilor electrizate în mişcare, în problema reacţiunii indusului la maşinile de curent continuu etc. Inutilitatea noţiunii de masă magnetică scoasă în evidenţă de prof. N. Vasilescu Karpen, este în prezent unanim recunoscută. A introdus numeroase puncte de vedere originale în prezentarea fenomenelor electromagnetice. A publicat numeroase studii, atît în electrotehnică cît şi în alte domenii ale fizicii şi tehnicii; între altele menţionăm studiile şi descoperirile sale asupra noii teorii despre pilele electrice, problemă care în prezent a trezit un deosebit interes în cercurile ştiinţifice din străinătate. Toate studiile şi comunicările făcute de prof N. Vasilescu Karpen prezintă nota sa de originalitate, aportul său personal. Actualmente prof. N. Vasilescu Karpen îşi continuă activitatea sa ştiinţifică în cadrul Institutului de fizică al Academiei R.P.R.

Prof. C. Budeanu îşi începe activitatea tehnico-ştiinţifică în 1911 ca absolvent al Şcolii de Poduri şi Şosele şi al Şcolii Superioare de Electriciate din Paris. Posedă o vastă activitate ştiinţifică şi profesorală de peste 44 de ani. In prezent, predă la Institutul politehnic din Bucureşti cursul de Bazele teoretice ale electrotehnicii.

Activitatea sa vastă şi multilaterală s-a remarcat în special în două domenii şi anume: fenomene reactive şi deformante, metrologia. Domeniul în care şi-a creat o reputaţie deosebită atît în ţară cît şi în străinătate, este acela al fenomenelor reactive şi deformante. Incepînd cu anul 1927 cînd apare lucrarea „Puissances réactives et fictives" publică comunicări şi articole la Academia Romînă, Academia Republicii Populare Romîne, în reviste din ţară şi străinătate.

Prof. C. Budeanu este în prezent un colaborator permanent al Institutului de energetică al Academiei R.P.R.

Inginer diplomat şi doctor cu distincţie în ştiinţele tehnice al Şcolii politehnice din Budapesta, prof. Cornel Mikloşi posedă o bogată activitate didactică şi tehnică. Şi-a desfăşurat activitatea didactică la Politehnica din Budapesta şi apoi la Institutul politehnic din Timişoara, unde este şi în prezent profesor la cursul de Centrale electrice.

A efectuat o serie de lucrări originale, printre care citäm cercetările asupra materialelor şi aliajelor cu aplicaţie la calculul organelor de maşini. Contribuţiile principale ale prof. C. Mikloşi sînt acelea în legătură cu procedeele sudurii. In acest ultim domeniu, are lucrări valoroase care au format puncte de plecare pentru multe cercetări efectuate în ţara noastră.

Activitatea sa tehnică este remarcabilă, realizînd aparate de încercarea materialelor şi în special aparate de sudură de concepţie originală care îl situează la loc de frunte în tehnica sudurii.

Prof. C. Mikloşi s-a ocupat şi de probleme de electroenergetică contribuind prin studiile şi proiectele sale la dezvoltarea acestei discipline tehnice în ţara noastră.

Printre membrii corespondenţi ai Academiei R.P.R. au fost aleşi în cadrul secţiei de ştiinţe tehnice, personalităţi ştiinţifice ca prof. Remus Răduleţ şi dr. ing. Aurel Avramescu.

Prof. Remus Răduleţ este absolvent al Politehnicii din Timişoara şi doctor inginer de la Politehnica din Zürich. Datorită pregătirii teoretice excepţionale în electricitate şi electrotehnică cît şi prin multiplele cunoştinţe din diversele domenii ale fizicii, prof. Remus Răduleţ are ca sferă de preocupări, fizica modernă. Posedă o temeinică pregătire matematică şi o vastă practică experimentală. Prof. Remus Răduleţ a îmbinat permanent teoria la nivelul cel mai înalt cu practica; a publicat o serie de lucrări care se disting prin nivelul ştiinţific înalt al prezentării lor. Prof. R. Răduleţ are merite deosebite în conducerea Lexiconului Tehnic Romîn pe care l-a îndrumat cu multă competenţă.

Printre cei mai buni specialişti în Europa în domeniul electrocăldurii se numără Dr. ing. A. Avramescu.

Absolvent al Politehnicii din Dresda în 1928, obţine titlul de doctor inginer în 1937 la aceeaşi politehnică, unde de altfel posedă şi gradul de docent din 1934.

Dr. A. Avramescu are o vastă activitate ştiinţifică în variate domenii ale electrotehnicii: reţele, centrale, aparate electrice, telecomunicaţii.

Are cele mai numeroase şi valoroase lucrări în electrocăldură, unde aduce importante contribuţii originale. A întreprins studii teoretice şi practice atît în Germania cît şi în ţară, pe care le publică în revistele romîneşti, germane şi le comunică Academiei R.P.R. Datorită acestei activităţi este un specialist consacrat care în prezent aduce un aport susţinut şi mult preţuit în cadrul Institutului de energetică al Academiei R.P.R.

Prin noile alegeri de membri în cadrul Academiei R.P.R., dezvoltarea electrotehnicii în ţara noastră va lua un nou şi important avînt. Inginerii şi tehnicienii din industria electrotehnică sînt convinşi că printr-o rodnică colaborare cu oamenii de ştiinţă din cadrul Academiei, vor putea rezolva cu succes sarcinile mari ce le stau în faţă. De aceea, este necesar ca în cadrul Institutelor specializate ale Academiei R.P.R. şi în special în cadrul Institutului de energetică să existe o permanentă preocupare de a sprijini producţia, de a studia şi da soluţii competente problemelor ştiinţifice ridicate de practica industrială.

Sîntem convinşi că prin activitatea lor, oamenii de ştiinţă vor aduce o contribuţie substanţială la dezvoltarea ştiinţei şi tehnicii în ţara noastră, în folosul construcţiei economiei şi culturii socialiste.

Albert Einstein *(14.III.1879 — 18.IV.1955)*

La 18 aprilie 1955 s-a stins genialul fizician și gînditor Albert Einstein.

Născut la 14 martie 1879 la Ulm (Germania), Einstein și-a făcut primele studii la München, le-a continuat la Aaran (Elveția) și la politehnica din Zürich. După terminarea studiilor superioare, pentru a-și cîștiga existența, el acceptă un post modest la Biroul federal de brevete din Berna, unde a funcționat pînă în anul 1908. În tot acest timp el s-a ocupat intens de diferite probleme de fizică care stăteau atunci în centrul preocupărilor multor fizicieni. Și iată că în 1905, tînărul Einstein (în vîstă numai de 26 ani) prezintă lumii roadele muncii sale: într-un singur an el publică trei lucrări în trei domenii diferite ale fizicii, care-l consacră ca mare fizician.

Într-una din aceste lucrări, Einstein se ocupă de problema fluctuațiilor în termodinamica statistică și arată că mișcarea browniană nu este altceva decît o manifestare a agitației termice a moleculelor.

Într-o altă lucrare, Einstein, arată că legile efectului fotoelectric nu pot fi explicate dacă se pornește de la concepția, universal acceptată atunci, că lumina este de natură ondulatorie. Cu toate că o serie de fenomene ca interferența, difracția, polarizarea luminii, își găsiseră în urma lucrărilor lui Fresnel, o strălucită interpretare pe baza teoriei ondulatorii a luminii Einstein are curajul să afirme că în cazul special al efectului fotoelectric numai o concepție corpusculară poate explica satisfăcător fenomenele; el introduce noțiunea de cuantă de lumină (foton), asociind fiecărei cuante de lumină de frecvență ν energia $h\nu$, (h fiind constanta lui Planck). În felul acesta, Einstein răstoarnă vechile concepții cu privire la natura luminii, punînd pentru prima dată problema dualismului undă-corpuscul.

De cea mai mare importanță este a treia lucrare publicată de Einstein în 1905 (*„Zur Elektrodynamik bewegter Körper"* Annalen der Physik, vol. 17, pag. 891, 1905) care deși intitulată modest *„Cu privire la electrodinamica corpurilor în mișcare"* a revoluționat complet fizica de la începutul sec. XX. Rezultatele expuse în această lucrare formează așa numita „teorie a relativității restrînse". Analizînd cu o profunzime rar întîlnită, dificultățile care apăruseră în electrodinamica corpurilor în mișcare în urma experienței lui Michelson (din care rezulta clar că viteza de propagare a luminii, deci a undelor electromagnetice este independentă de starea de mișcare a sursei și a observatorului), Einstein găsește că se pot înlătura contradicțiile, dacă se părăsește ideea timpului absolut. Ridicîndu-se cu curaj împotri va unor concepții care domneau în fizică încă de la Newton, el arată că mecanica newtoniană este valabilă numai dacă viteza corpurilor este foarte mică față de viteza luminii în vid, fiind un caz particular al unei mecanici mult mai generale, a mecanicii relativiste.

În această mecanică, masa unui corp nu mai este constantă, ci depinde de viteza lui, crescînd o dată cu aceasta.

Punînd bazele unei mecanici noi, Einstein a elaborat în același timp și o electrodinamică a corpurilor în mișcare, eliberată de contradicțiile proprii teoriilor anterioare. El a arătat cu această ocazie că legile fizicii trebuie să se prezinte sub aceeași formă matematică oricare ar fi sistemul inerțial în care s-ar urmări fenomenele.

În teoria relativității restrînse apare totodată relația care există între masa m a unui corp și energia lui W:

$$W = m.c^2$$

(unde c este viteza luminii în vid), din care reiese clar intensitatea rezervelor de energie înmagazinată în corpuri, rezerve pe care atăzi omul a reușit să le pună în valoare cu ajutorul reactorilor nucleari.

Curînd după publicarea acestor trei lucrări geniale, Einstein este numit conferențiar la Berna (1908) și apoi profesor la Zürich (1909). În 1911 îl găsim profesor de fizică teoretică la Praga, după care revine din nou la Zürich (1912) pentru a fi apoi chemat ca profesor la Berlin (1912), alături de marele fizician Planck. În această perioadă el continuă să aducă contribuții în cele trei mari direcții ale preocupărilor sale marcate de cele trei lucrări apărute în 1905 și anume în termodinamica statistică, în teoria cuantelor și în relativitate.

În 1914, izbucnește primul război mondial, care avea să ceară jertfe inutile de milioane de oameni. Einstein trăiește în această perioadă retras în Germania muncind la crearea unei teorii a relativității mai generale, care să fie eliberată de restricțiile din teoria relativității restrînse. Și în 1916, în plin război, Einstein publică *„Fundamentele teoriei relativității generale"*, una din cele mai impresionante creații ale fizicii teoretice.

Pornind de la condiția că expresia matematică a tuturor legilor fizicii trebuie să fie aceeași, oricare ar fi sistemul de referință la care se raportează fenomenele (indiferent dacă sistemul de referință e inerțial sau nu) și folosind dret cadru pentru desfășurarea fenomenelor un spațiu neeuclidian, Einstein reușește să formuleze legile fizicii sub o formă valabilă în orice sistem de referință și crează „teoria gravitației". El reușește să dea forțelor gravitaționale o interpretare geometrică, arătînd că ele sînt o consecință a geometriei spațiului, în care se desfășoară fenomenele; da aici el ajunge la concluzia că masa este identică cu masa „inertă" a corpurilor.

Confirmarea experimentală a consecințelor „teoriei relativității generale" nu a întîrziat nici ea prea mult astfel încît azi ea a devenit un bun al fizicienilor din lumea întreagă. Cu toate că în acea perioadă, Einstein se ocupa de probleme atît de abstracte cum este teoria relativității generale, el nu a uitat niciodată care este menirea omului de știință: *„Grija pentru om sau pentru soarta lui, spunea marele savant, trebuie să constituie întotdeauna scopul principal al tuturor eforturilor tehnice. Nu uitați niciodată omul în diagramele și ecuațiile voastre"*.

Pentru meritele sale excepționale, față de știință Albert Einstein este ales în 1926 membru de onoare al Academiei de Științe a Uniunii Sovietice.

În anii de după primul război mondial, eforturile lui Einstein sînt îndreptate mai ales spre desăvîrșirea teoriei relativității. El aduce însă în această perioadă contribuții importante și la dezvoltarea statisticii cuantice și a teoriei cuanțelor. Lui și lui Bose se datorește statistica cuantică cunoscută azi sub numele de statistică Bose-Einstein.

În teoria cuantelor el studiază problema interacțiunii dintre lumină și substanță (procesele de emisie și de absorbție de lumină de către atomi).

Activitatea multilaterală a marelui om de știință este întreruptă brutal în 1933 prin venirea la putere a regimului hitlerist în Germania. Obligat să se refugieze, Einstein se stabilește la Princeton (S.U.A.) unde rămîne pînă la sfîrșitul vieții sale.

Fructul eforturilor sale din anii petrecuți la Princeton îl constituie o teorie unitară a fenomenelor electromagnetice și gravitaționale (1949-1951) care pare a fi cea mai naturală generalizare a ecuațiilor teoriei gravitației. Ea constituie ultima contribuție a marelui dispărut la tezaurul științei universale.

Ultimii ani ai vieții lui Einstein au fost umbriți de teama pe care o resimțea el atît ca savant cît și ca om, de primejdia unui război atomic.

El s-a pronunțat întotdeauna împotriva rezolvării diferendelor între state pe calea armelor, și a fost un militant activ pentru înțelegerea între popoare. În ultimii ani el și-a ridicat glasul împotriva folosirii în scopuri militare a marii descoperiri a geniului uman, eliberarea energiei nucleare, și unul din ultimele lui avertismente cu privire la pericolul unui război atomic el spunea: *Noi nu putem înceta de a atrage tot mereu atenția, noi nu putem și nu trebuie să slăbim eforturile noastre pentru a face conștiente națiunile din lumea întreagă și în special guvernele lor, de dezastrul inexprimabil pe care ei îl vor produce cu siguranță dacă nu-și vor schimba atitudinea unele față de celelalte și față de sarcina de a modela viitorul."*

În Einstein omenirea a pierdut nu numai un savant, dar și un militant curajos în lupta pentru pace, pentru asigurarea unui viitor mai luminos popoarelor din lumea întreagă.

M. Nachman
Inst. de Fizică al Academiei R.P.R.

Aspectul energetic al descărcărilor electrice prin rezistențe neliniare

Ing. FLORIN STĂNCIULESCU

621.316.933.3 : 621.316.86.017.21

După o scurtă introducere în aspectele fizice ale problemei, se expune o metodă nouă de calcul a energiei dezvoltată în rezistențele neliniare la trecerea curenților de impuls. In continuare se arată o serie de aplicații ale rezultatelor teoretice, dintre care unele permit predeterminarea energiei termice, și studiul încălzirii rezistențelor neliniare.

Problema studiului rezistențelor neliniare prezintă în momentul de față o importanță deosebită datorită numeroaselor aplicații, pe care aceste elemente le au în electrotehnică și în special în domeniul curenților tari și al tensiunilor înalte. Situația aplicațiilor practice a elementelor de rezistență neliniară, în stadiul actual, poate fi rezumată astfel : deși utilizarea lor este relativ recentă, ele și-au găsit o largă răspîndire în numeroase aparate electrice, cum ar fi aparatele de comutare sub sarcină și protecția condensatorilor legați în serie, împotriva scurtcircuitelor din rețea.

Dar utilizarea cea mai importantă a acestor elemente are loc în descărcătorii cu rezistență neliniară folosiți pentru protecția izolației instalațiilor electrice. împotriva supratensiunilor atmosferice și în contorul pentru înregistrarea numărului de descărcări (contorul șocmetru).

Obiectul articolului de față îl constituie cercetarea descărcărilor electrice sub formă de unde de impuls, prin rezistențe neliniare și efectele energetice ale acestor descărcări.

Scopul său este de a da elementele de calcul al efectelor energetice ale descărcărilor electrice, necesare pentru alegerea și dimensionarea rezistențelor neliniare respective.

1. Problema fizică

1.1. **Rezistențe neliniare.** Din punct de vedere teoretic, toate rezistențele sînt neliniare, adică valoarea lor este dependentă de curentul care le străbate. Dacă neliniaritatea lor nu influențează asupra circuitului, ele sînt considerate liniare; în caz contrar ele sînt considerate neliniare.

Ceea ce deosebește o categorie de rezistențe de cealaltă este caracteristica tensiune-curent.

Rezistențele neliniare se subîmpart în două categorii : rezistențe a căror valoare crește o dată cu curentul și rezistențe a căror valoare scade cu creșterea curentului. Toate aceste noțiuni pot fi concretizate în tabela următoare :

Rezistențe electrice	liniare		
	neliniare	categ. I	rezistențe ohmice metalice (ca filamentul lămpilor cu incandescență etc.)
		categ. II	cărbunele, materialele semiconductoare (vilit, tirit etc.)

In fig. 1 sînt reprezentate caracteristicile tensiune-curent, ale rezistențelor electrice.

1.2. **Rolul rezistenței neliniare în dispozitivele de protecție.** Cînd o descărcare electrică atmosferică atinge o linie electrică sau cade în apropierea ei, în linie ia naștere un curent de impuls de înaltă tensiune.

Din oscilogramele obținute pentru curenții de descărcare reiese că în marea majoritate a

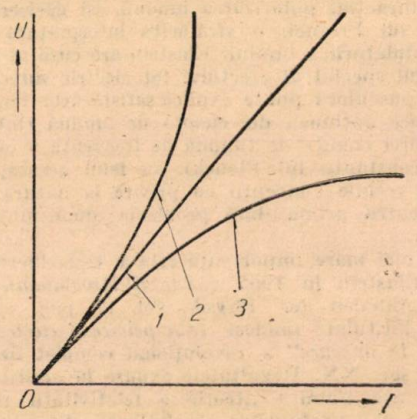


Fig. 1. Caracteristica tensiune-curent : *1* — rezistența liniară; *2* — rezistența neliniară categ. I; *3* — rezistența neliniară categ. II.

cazurilor acești curenți sînt aperiodici. Un astfel de curent se compune din două părți : fruntea (frontul) undei, de scurtă durată dar de amplitudine mare și spatele undei, care are o durată mai mare dar intensitatea mult mai mică. Spatele undei se poate prelungi uneori, dacă trăsnetul este multiplu [1]. La noi în țară s-a

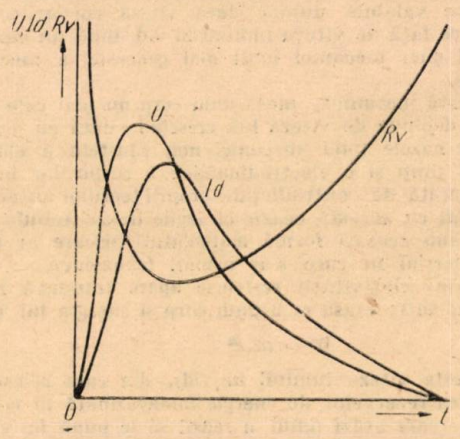


Fig. 2. Oscilograma schematizată a undei de tensiune și curent.

definit terminologia undei de impuls (de tensiune sau curent) și aparatelelor de protecție prin STAS 3999—53.

In fig. 2 se poate vedea oscilograma schematizată a unei unde de impuls de tensiune și a undei de impuls de curent.

Cînd o undă de tensiune U, care se propagă de-a lungul liniei L ajunge în dreptul descărcătorului *1* (fig. 3) se produce amorsarea eclatorului E.

Tensiunea U se aplică rezistenței R_v, care se alege neliniară. Datorită neliniarității caracte-

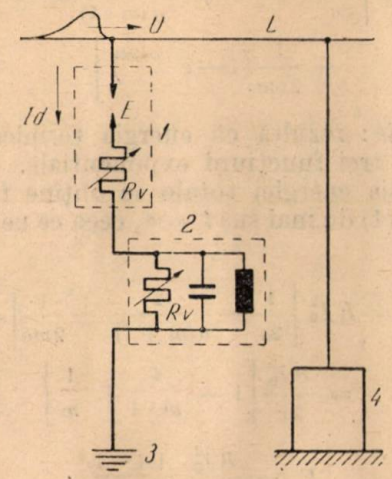


Fig. 3. Schema electrică a unei instalații de protecție împotriva supratensiunilor de origine atmosferică:
1 — descărcător cu rezistența nelinfară; E-eclator; R_v —rezistența nelineară; *2* — contor șocmetru; *3* — priză de pămînt; h — izolația de protejat.

risticei sale tensiune-curent, ea prezintă o rezistență relativ mică pentru unda de impuls și favorizează scurgerea la pămînt a curentului undei. Rezistența neliniară de care am amintit, este de categoria II-a. Ea se prezintă în general ca un disc de vilit (praf de carborund legat cu diferiți lianți) a cărui rezistență electrică variază în sens invers cu curentul care o străbate, astfel încît, căderea de tensiune pe disc rămîne aproape constantă.

Creșterea rezistenței, o dată cu scăderea curentului și invers, se face aproape simultan, adică inerția rezistenței este practic nulă. Această proprietate este o chestiune de structură internă a vilitului. In diagrama din fig. 2 se poate vedea cum maximul curbei de curent coincide cu minimul rezistenței.

1.3. **Procesul străpungerii termice.** Rezistența neliniară care asigură scurgerea la pămînt a curentului de descărcare I_d, face totodată posibilă și scurgerea unui curent de însoțire de frecvență industrială. In fig. 4 s a reprezentat curentul de descărcare I_d la o scară exagerată. Curentul de descărcare durează un timp extrem de scurt (în general 40—50 μs) după care dispare. Prin circuit rămîne să circule numai curentul de însoțire I_i, care dispare și el la prima trecere prin zero, cînd arcul de pe eclator s-a stins.

In cele ce urmează ne ocupăm numai de efectul produs de curentul de descărcare I_d.

Descărcările intense sau repetate, pot duce la străpungerea rezistenței neliniare. Fenomenul fizic al procesului de străpungere a fost explicat de I. I. Ivanov, V. I. Prujinina și V. P. Saveliev [2] creatorii vilitului, în felul următor:

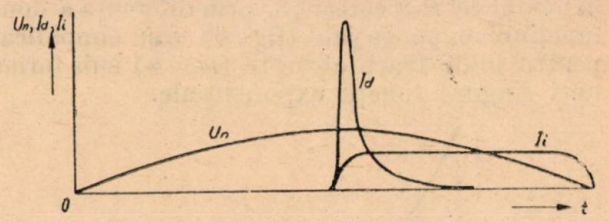


Fig. 4. Diagrama curentului de scurgere și a curentului de însoțire.

fiecare disc de vilit este format din granule de carborund acoperite cu o peliculă opritoare avînd diferite tensiuni de străpungere. Există însă o valoare, cea mai probabilă a tensiunii de străpungere U_{str} a peliculelor opritoare. Dacă primul impuls provoacă o străpungere a unei serii de pelicule, al doilea impuls, de aceeași valoare a tensiunii, produce o creștere a tensiunii pe peliculele rămase nestrăpunse ceea ce duce la străpungerea unei noi serii.

Străpungerea peliculelor opritoare ale granulelor este de natură termică și de aceea valoarea tensiunii U_{str} scade cînd durata impulsului crește. Impulsurile mari de curent (cîteva zeci de mii de amperi) pot provoca astfel străpungerea discului·

2. Calculul matematic

2.1. **Premizele de calcul.** Orice rezistență neliniară, poate fi considerată ca un caz intermediar — sau de trecere — de la o rezistență ideală R (de valoare constantă) a cărei carac-

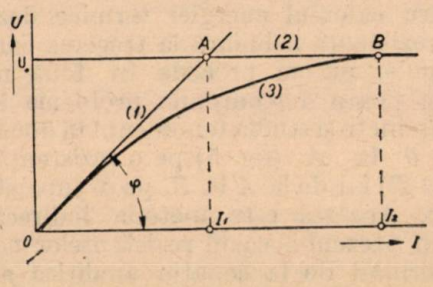


Fig. 5. Caracteristica tensiune-curent:
1 — rezistențe ideale; *2* — supape ideale; *3* — rezistențe neliniare.

teristică tensiune-curent se poate scrie: $u = R.I$, la supapa ideală, caracterizată prin constanța absolută a tensiunii: $U_o = \text{ct.}$

Caracteristica tensiune-curent a rezistențelor neliniare se poate exprima sub forma [2]:

$$u = C.I.^{\alpha} \quad \text{— pentru: } u > 0 \qquad (1)$$

$$u = -C(-I)^{\alpha} \quad \text{— pentru: } u < 0 \qquad (1')$$

unde C este constanta materialului, iar α este coeficientul de neliniaritate. Pentru vilit :

$$c = 650 - 750\ \Omega A^{1-\alpha}$$
$$\alpha = 0{,}16—0{,}25.$$

In cazul unei descărcări electrice aperiodice, curentul de impuls, poate fi exprimat analitic în modul cel mai corect [3] prin diferența a două funcțiuni exponențiale (fig. 6) sau simplificat pentru unde foarte abrupte ($m = \infty$) sub forma unei singure funcții exponențiale.

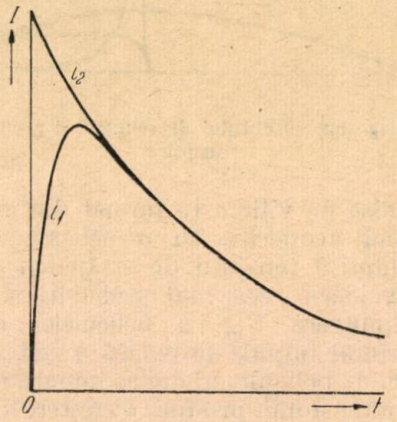


Fig. 6. Curbele de variație ale curentului de descărcare : $i_1 = I_0 (e^{-at} - e^{-mat})$ $i_2 = I_0 \cdot e^{-at}$

Am însemnat prin :

I_o — amplitudinea maximă ;
a — factorul de atenuare al undei de impuls ;
m — un număr ($m > 1$).

In cele ce urmează se neglijează efectul pelicular al curentului (skinefect). De asemenea se presupune că discul este omogen, iar pericolul de conturnare exclus.

Pentru calculul energiei termice dezvoltată într-o rezistență neliniară la trecerea curentului de impuls, putem proceda în două moduri :

a) Se poate descompune problema în două părți distincte și studia fenomenul în două etape : de la 0 la A (fig. 5) pe o rezistență ideală ($\mathrm{tg}\,\varphi = R$) iar de la A la B, pe o supapă ideală $u_o = \mathrm{ct}$. Aceasta este metoda indirectă, utilizată în prezent în cazul rezistențelor neliniare.

b) Pornind de la ecuația analitică a caracteristicii tensiune-curent pentru rezistențe neliniare scrisă sub forma (1). Aceasta este o metodă directă pe care ne propunem să o dezvoltăm în acest articol.

Incepem prin a arăta pe scurt, în ce constă :

2.2. **Metoda indirectă.** Se consideră două rezistențe ideale, definite ca mai sus :

Energia termică dezvoltată într-o rezistență ideală R, la trecerea unui curent de impuls

$$i = I_0 (e^{-at} - e^{-mat}) \qquad (2)$$

poate fi exprimată prin [4] :

$$E_1 = \int_0^t u \cdot i \cdot dt = \int_0^t R \cdot i^2 \cdot dt, \qquad (3)$$

Inlocuind :

$$E_1 = R \int_0^t i^2 \cdot dt = R \cdot I_0^2 \int_0^t (e^{-2at} - 2 \cdot e^{-a(m+1)t} + e^{-2mat}) \cdot dt$$

$$E_1 = R I_0^2 \left[\frac{1}{2a}(1 - e^{-2at}) - \frac{2}{a(m+1)}(1 - e^{-a(m+1)t}) + \frac{1}{2ma}(1 - e^{-2mat}) \right]. \qquad (4)$$

Discuție : rezultă că energia termică este o sumă de trei funcțiuni exponențiale.

Expresia energiei totale se obține făcînd în expresia (4) de mai sus $t = \infty$, ceea ce ne conduce la :

$$E_1 = R I_0^2 \left[\frac{1}{2a} - \frac{2}{a(m+1)} + \frac{1}{2ma} \right] =$$

$$= \frac{R I_0^2}{2a} \left[1 - \frac{4}{m+1} + \frac{1}{m} \right]$$

$$E_1 = \frac{R I_0^2}{2a} \cdot \frac{(m-1)^2}{m(m+1)}. \qquad (5)$$

Deoarece R este presupusă constantă, urmează că energia termică E_1 depinde de I_0, amplitudinea curentului și de factorii a și m.

In cazul unei unde de curent foarte abrupte, $m = \infty$ și deci :

$$E_1 = \frac{R I_0^2}{2a}. \qquad (6)$$

Energia termică dezvoltată într-o supapă ideală (cu $u_0 = \mathrm{ct}$) :

$$E_2 = u_0 \cdot \int_0^t i \cdot dt = u_0 \cdot I_0 \int_0^t (e^{-at} - e^{-mat})\, dt,$$

$$E_2 = u_0 I_0 \left[\frac{1}{a}(1 - e^{-at}) - \frac{1}{ma}(1 - e^{-mat}) \right] \qquad (7)$$

Discuție : Expresia energiei termice totale :

$$E_2 = u_0 I_0 \left[\frac{1}{a} - \frac{1}{ma} \right] :$$

sau

$$E_2 = \frac{U_0 I_0}{a} \cdot \frac{m-1}{m}. \qquad (8)$$

In cazul undei foarte abrupte, făcînd $m = \infty$ rezultă :

$$E_2 = \frac{U_0 \cdot I_0}{a} \qquad (9)$$

U_0 fiind constantă, E_2 este dependent numai de I_0 și a.

2.3. **Metoda directă.** Plecăm de la caracteristica tensiune-curent a rezistenței neliniare, care — așa cum am amintit — se poate pune sub forma :

$$u = C.I.^{\alpha}$$

Dacă acum introducem, în expresia de mai sus, curentul de impuls :

$$I = I_0(e^{-at} - e^{-mat}),$$

rezultă căderea de tensiune pe rezistență

$$u = C \cdot I_0^{\alpha}(e^{-at} - e^{-mat})^{\alpha}. \qquad (10)$$

Limitele coeficientului de neliniaritate sînt $0 < \alpha < 1$ iar prin definiție : $m > 1$.

Rezultă expresia puterii :

$$UI = C.I_0^{1+\alpha}(e^{-at} - e^{-mat})^{1+\alpha} = C \cdot I_0^{1+\alpha}\,\varphi(t) \qquad (11)$$

unde

$$\varphi(t) = (e^{-at} - e^{-mat})^{1+\alpha}. \qquad (11')$$

Expresia energiei termice fiind :

$$E = \int_0^t U \cdot I \cdot \mathrm{d}t,$$

obținem :

$$E = \int_0^t C \cdot I_0^{1+\alpha}(e^{-at} - e^{-mat})^{1+\alpha}\,\mathrm{d}t =$$

$$= C \cdot I_0^{1+\alpha} \int_0^t \varphi(t)\,\mathrm{d}t. \qquad (12)$$

Integrala de mai sus nu poate fi rezolvată prin mijloace elementare. Este necesar a se dezvolta integrandul în serie de puteri, după formula binomului lui Newton.

In prealabil expresia de sub semnul integrală se pune sub forma :

$$\varphi(t) = e^{-a(1+\alpha)t}\left[1 - e^{a(1-m)t}\right]^{(1+\alpha)} \qquad (13)$$

sau punînd :

$$\left[1 - e^{a(1-m)t}\right]^{1+\alpha} = \psi(t).$$

rezultă :

$$\varphi(t) = e^{a(1+\alpha)t}\,\psi(t).$$

Fiind evident că :

$$\left|e^{a(1-m)t}\right| < 1$$

$\psi(t)$ se poate dezvolta în serie de puteri :

$$\psi(t) = 1 - \binom{\alpha+1}{1} e^{a(1-m)t} + \binom{\alpha+1}{2} e^{2a(1-m)t} - + \ldots \qquad (14)$$

sau concentrat :

$$\psi(t) = \sum_{n=0}^{n=\infty} (-1)^n \binom{\alpha+1}{n} e^{na(1-m)t} \qquad (14')$$

unde

$$\binom{\alpha+1}{n} = \frac{(\alpha+1)\,\alpha\,(\alpha-1)\ldots(\alpha-n+2)}{n!}$$

pentru orice $n \geqq 1$; de asemenea scriem $\binom{\alpha+1}{0} = 1$.

Expresia energiei termice devine :

$$E = C.I_0^{1+\alpha} \int_0^t e^{-a(1+\alpha)t} \times$$

$$\times \sum_{n=0}^{n=\infty} (-1)^n \binom{\alpha+1}{n} e^{na(1-m)t}\,\mathrm{d}t. \qquad (15)$$

Pentru ca funcția $\varphi(t)$ să poată fi integrată termen cu termen, trebuie ca seria reprezentativă să fie uniform convergentă în tot domeniul de integrare.

Termenul general al lui $\varphi(t)$ se scrie :

$$u_n = (-1)^n \binom{\alpha+1}{n} e^{a(n-nm-1-\alpha)t}. \qquad (16)$$

Să considerăm pe u_n ca termen general al unei serii $\sum_0^{\infty} u_n$; această serie este absolut convergentă pentru orice α real, deoarece

$$\left|e^{a(n-nm-1-)t}\right| < 1,$$

pentru orice n.

In adevăr, în acest caz aplicînd criteriul raportului lui D'Alembert

$$\lim_{n\to\infty}\left|\frac{u_n+1}{u_n}\right| = \lim_{n\to\infty}\left|\frac{1+\alpha-n}{n+1}\right|\left|e^{a(1-mt)}\right| =$$

$$= \left|e^{a(1-m)t}\right| < 1 \qquad (17)$$

Rezultă că seria $\sum_0^{\infty} u_n$ este convergentă și deci seria lui $\varphi(t)$ este absolut convergentă și ca atare $u_n \to 0$. Chiar dacă $e^{a(1-m)t} = 1$ (cea ce are loc la $t = 0$) $u_n \to 0$ cînd $n \to \infty$.

Urmează de aici că seria $\varphi(t)$ îndeplinește condiția impusă mai sus și deci în expresia (15) se poate face integrarea termen cu termen. Rezultă :

$$E = C \cdot I_0^{1+\alpha} \sum_{n=0}^{n=\infty} (-1)^n \binom{\alpha+1}{n} \int_0^t e^{a(n-nm-1-\alpha)t}\,\mathrm{d}t. \qquad (18)$$

Aceasta este expresia cea mai generală a energiei termice dezvoltată într-o rezistență neliniară de un curent de impuls Observăm că :

$$\frac{\mathrm{d}E(t)}{\mathrm{d}t} = \mathrm{K} \cdot \varphi(t).$$

Pe de altă parte : $\varphi(t) = 0$, conduce la soluțiile : $t_1 = 0$ și $t_2 = \infty$. Cum pentru $t = 0$ avem și $E = 0$, rezultă că la $t = \infty$ (limita de integrare superioară) avem $E = E\ max.$

Expresia :

$$E = C \cdot I_0^{1+\alpha} \sum_{n=0}^{n=\infty} (-1)^n \binom{\alpha+1}{n} \int_0^{\infty} e^{a(n-nm-1-\alpha)t}\, dt, \tag{19}$$

reprezintă valoarea energiei totale dezvoltată într-o rezistenţă neliniară.

Dacă în expresia (18) luăm în consideraţie un număr limitat de termeni, putem deduce ecuaţia energiei termice cu o aproximaţie suficient de bună pentru calculele numerice (a se vedea şi exemplul numeric).

Limitîndu-ne la primii trei termeni :

$$E = C \cdot I_0^{1+\alpha} \left[\int_0^t e^{-a(1+\alpha)t}\, dt - \binom{\alpha+1}{1} \int_0^t e^{-a(m+\alpha)t}\, dt + \binom{\alpha+1}{2} \int_0^t e^{-a(2m+\alpha-1)}\, dt \right]$$

sau integrînd :

$$E = C \cdot I_0^{1+\alpha} \left[\frac{1}{a(1+\alpha)} \left[1 - e^{-a(1+\alpha)t}\right] - \frac{1+\alpha}{a(m+\alpha)} \left[1 - e^{-a(m+\alpha)t}\right] + \frac{(1+\alpha)\alpha}{2a(2m+\alpha-1)} \left[1 - e^{-a(2m+\alpha-1)t}\right] \right]. \tag{20}$$

Expresia (20) reprezintă energia termică, ce se dezvoltă într-o rezistenţă neliniară la trecerea unui curent de impuls.

Discuţie : 1. Valoarea finală a energiei termice se obţine ca şi în cazurile precedente, făcînd în expresia (20) limita superioară de integrare : $t = \infty$ ceea ce conduce la :

$$E = \frac{C \cdot I_0^{1+\alpha}}{a} \left[\frac{1}{1+\alpha} - \frac{1+m}{m+\alpha} + \frac{(1+\alpha)\alpha}{2(2m+\alpha-1)} \right]. \tag{21}$$

Dacă mai presupunem că avem de a face cu o undă de impuls cu panta foarte abruptă ($m = \infty$) obţinem :

$$E = \frac{C \cdot I_0^{1+\alpha}}{a(1+\alpha)}$$

sau punînd :

$$\frac{C}{1+\alpha} = A.$$

rezultă :

$$E = \frac{A}{a} \cdot I_0^{1+\alpha} \tag{22}$$

unde A este o constantă pentu un material dat şi are dimensiunile lui C. O vom denumi constanta de energie termică ; pentru vilit aceasta are valori cuprinse între :

$$A = 520 - 645\, A^{1-\alpha}.$$

2. In ipoteza că ne limităm la primii n termeni, să notăm cu R_n restul de rang n al seriei.

Termenul general al seriei (19) este :

$$u_n = (-1)^n K \cdot \binom{\alpha+1}{n} \cdot \frac{1}{n\text{-}nm\text{-}1\text{-}\alpha}$$

unde k nu depinde de n.

Notînd :

$$k_n = \frac{u_{n+1}}{u_n} = -\frac{\alpha - n + 1}{n+1} \cdot \frac{n - nm - \alpha - 1}{n - (n+1)m - \alpha},$$

se arată că în acest caz expresia $\frac{u_{n+1}}{1-k_n}$ majorează restul de rang n al seriei, adică avem :

$$R_n \leqslant \frac{u_{n+1}}{1-k_n}. \tag{23}$$

Aplicaţie numerică. Să considerăm cazul de mai sus în care :

$$n = 3$$
$$m = 4$$
$$\alpha = 0{,}25.$$

Aplicînd relaţia (23) de mai sus, se găseşte o eroare procentuală :

$$\varepsilon = -0{,}16\,\%.$$

Este evident că dacă se consideră un număr mai mare de termeni sau în cazul undelor cu $m > 4$, eroarea procentuală scade. Ea devine zero în cazul undelor cu front foarte abrupt (pentru care se consideră în calcul : $m = \infty$).

2.4. **Observaţie critică asupra metodei indirecte.** Aplicînd pentru calculul energiei termice metoda indirectă, după fig. 5 putem scrie :

$$E = k \cdot \frac{RI_1^2}{2} + KU_0(I_2 - I_1).$$

Dar

$$R = \frac{dU}{dI} = \operatorname{tg}\ \varphi$$ (unde φ — unghiul dreptei OA cu axa OI)

$$U_0 = I_1 \operatorname{tg}\varphi$$

Rezultă :

$$E = k \cdot \operatorname{tg}\varphi \left(\frac{I_1^2}{2} + I_1 I_2 - I_1^2 \right)$$

$$E = k \operatorname{tg}\varphi\, I_1 (I_2 - I_1). \tag{24}$$

Această expresie majorează energia termică, adică ne dă valoarea acestei energii cu o eroare suplimentară.

Pe de altă parte dacă pentru U_0 putem lua în consideraţie valoarea tensiunii reziduale, pentru R (respectiv tg φ) nu putem avea un criteriu obiectiv întrucît tangenta geometrică în origine la curba :

$$U = C \cdot I^{\alpha}$$

care ar putea fi un astfel de criteriu are panta infinită, adică

$$\operatorname{tg}\varphi = \left(\frac{dU}{dI}\right)_{I=0} = \frac{C \cdot \alpha}{I^{1-\alpha}} = \infty . \qquad (25)$$

Orice alt criteriu este neobiectiv sau în orice caz reprezintă o altă sursă de erori.

Metoda directă permite calculul energiei termice cu o aproximație suficient de bună direct și fără ambiguitate.

2.5. **Energia termică în funcție de tensiune.** Dacă în expresia :

$$E = \frac{C}{a(1+\alpha)} \cdot I_0^{1+\alpha}$$

înlocuim pe I_0 cu expresia lui scoasă din caracteristica tensiune-curent scrisă pentru acest curent adică :

$$I_0 = \sqrt[\alpha]{\frac{u_0}{c}}$$

obținem :

$$E = \frac{C}{a(1+\alpha)} \cdot \frac{u_0^{\frac{1+\alpha}{\alpha}}}{C^{\frac{1+\alpha}{\alpha}}} = \frac{C^{\frac{1}{\alpha}}}{a(1+\alpha)} \cdot u_0^{\frac{1+\alpha}{\alpha}} =$$

$$= \frac{1}{a\sqrt[\alpha]{c} \cdot (1+\alpha)} \cdot u_0^{\frac{1+\alpha}{\alpha}}$$

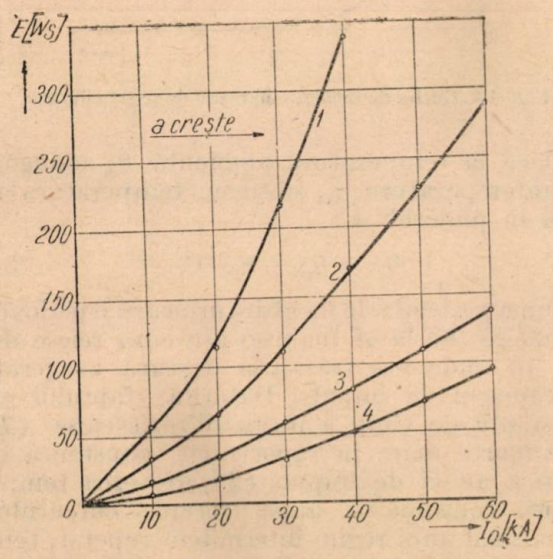


Fig. 7. Energia termică în funcție de amplitudinea curentului i.

Punînd :

$$\frac{1}{\sqrt[\alpha]{c} \cdot (1+\alpha)} = B = \text{ct},$$

rezultă :

$$E = \frac{B}{a} \cdot u_0^{\frac{1+\alpha}{\alpha}} \qquad (26)$$

și curbele de variație ale energiei sînt similare celor din fig. 7.

3. Aplicarea rezultatelor teoretice

3. 1. **Predeterminarea energiei termice** dezvoltată într-o rezistență neliniară la trecerea unui curent de impuls.

In condiții similare, energia rezistenței neliniare — datorită dependenței strînse de tensiune — este mai redusă decît aceea a rezistențelor liniare, la care energia termică crește cu pătratul curentului.

Solicitarea termică mai redusă se datorește — după cum reiese din formula (22) de mai sus — faptului că pierderile în rezistența neliniară cresc nu cu pătratul ci cu o putere apropiată de puterea întîia a curentului (în general de la $I_0^{1,16} - I_0^{1,25}$).

Energia termică dezvoltată în rezistența neliniară la trecerea unui curent de impuls, poate fi predeterminată dacă se cunoaște constanta A a discului de vilit (rezistenței neliniare) și parametrii undei de curent : amplitudinea curentului (I_0) și factorul de amortizare (a). Cu aceste elemente se pot construi grafic curbele (22) pentru același disc dar pentru unde de impuls de factori de amortizare diferiți.

In fig. 7 s-au trasat curbele de variație ale energiei termice E (în Ws) în funcție de amplitudinea curentului I (în kA) pentru $A = 600\ A^{1-\alpha}$ și pentru următoarele valori ale factorului de atenuarea sau a constantei de timp $T = 1/a$:

1 : pentru $a = 100\,000\ s^{-1}$ sau $T = 1 \cdot 10^{-5}$
2 : pentru $a = 200\,000\ s^{-1}$ $T = 0{,}500 \cdot 10^{-5}$
3 : pentru $a = 400\,000\ s^{-1}$ $T = 0{,}250 \cdot 10^{-5}$
4 : pentru $a = 600\,000\ s^{-1}$ $T = 0{,}167 \cdot 10^{-5}$

3.2. **Variația energiei termice în timp.** Deși pentru calculul și dimensionarea unei rezistențe neliniare interesează mai mult valoarea finală a energiei termice, totuși este interesant de arătat care este modul de variație în timp al acestei energiei (adică regimul tranzitoriu).

Acest lucru poate fi arătat în modul cel mai simplu prin curbele din fig. 8 unde s-au trasat curbele de energie termică în funcție de timp pentru toate cele trei cazuri studiate.

3.3. **Curbele de energie constantă.** Să considerăm expresiile energiilor termice pentru cele trei cazuri studiate scrise sub formulele cele mai simple, conform ecuațiilor (6), (9) și (22) și să punem : $a = \frac{1}{T}$ unde T — constanta de timp a undei de impuls [5].

Astfel :

$$E_1 = \frac{1}{2} R \cdot I_0^2 \cdot T, \text{ pentru } R = \text{constant} \qquad (27)$$

$$E_2 = U_0 \cdot I_0 \cdot T, \text{ pentru } u_0 = \text{constant} \qquad (28)$$

$$E = A \cdot I_0^{1+\alpha} \cdot T, \text{ pentru rezistența neliniară.} \qquad (29)$$

Logaritmînd aceste expresii, rezultă:

$$\log E_1 - \log \frac{R}{2} = \log T + 2 \log I_0 \quad (27')$$

$$\log E_2 - \log u_0 = \log T + \log I_0 \quad (28')$$

$$\log E - \log A = \log T + (1 + \alpha) \log I_0 \quad (29')$$

In fig. 9 s-au trasat, la scări logaritmice identice, constanta de timp T ca abscisă și amplitudinea curentului I_0 ca ordonată.

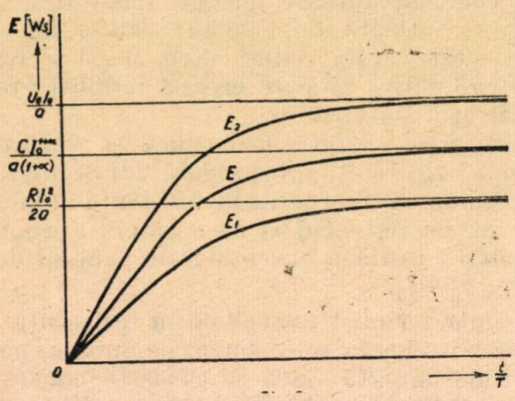


Fig. 8. Variația în timp a energiei termice.

Curbele de energie constantă ale supapei de tensiune u_0 sînt în această diagramă dreptele *1* a căror ecuație este (28') Dacă scările de abscisă și ordonată sînt identice, aceste drepte sînt înclinate la 45° (au panta —*1*).

Curbele de energie constantă, pentru R = ct, se prezintă tot ca niște drepte, cu panta ceva mai lină $\left(-\frac{1}{2}\right)$; pentru două zecimale ale lui T, nu este decît una lui I_0 (curbele *2*).

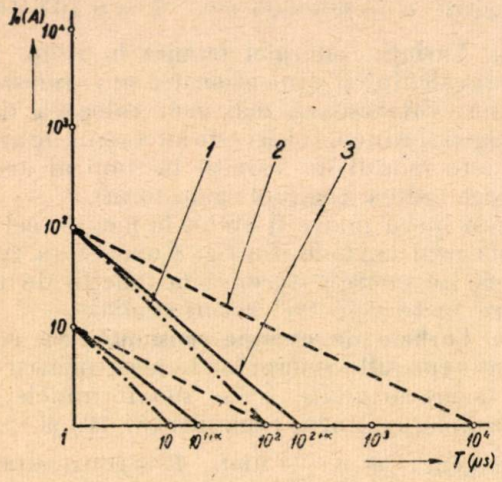


Fig. 9. Curbele de energie constantă.

Pentru rezistența neliniară, curbele de energie constantă se află între cele două cazuri limită studiate: R = ct și u_0 = ct.

In diagrama din fig. 8 s-au trasat:

1: curba E = ct pentru u_0 = ct

2: curba E = ct pentru R = ct

3: curba E = ct pentru rezistența neliniară.

4. Incălzirea rezistențelor neliniare

Din punct de vedere al regimului termic, o rezistență neliniară poate fi considerată în regim de scurtă durată și în regim intermitent (repetat).

In primul caz este vorba de o descărcare electrică izolată în urma căreia rezistența se încălzește în timpul t_1 pînă la o anumită supratemperatură după relația:

$$\tau_1 = \tau_{f_1} (1 - e^{-\frac{t}{T_r}}), \ ^\circ C \quad (30)$$

unde τ_{f_1} este supratemperatura de regim iar T_r constanta de timp a încălzirii rezistenței: $T_r = \frac{G \cdot C}{\Omega K_T}$, în secunde. In expresia lui T_r:

G este greutatea rezistenței (g);
c — căldura specifică (Ws/°C);
Ω — suprafața de răcire (cm²);
K_T — coeficientul de transmitere a căldurii (W/cm²°C).

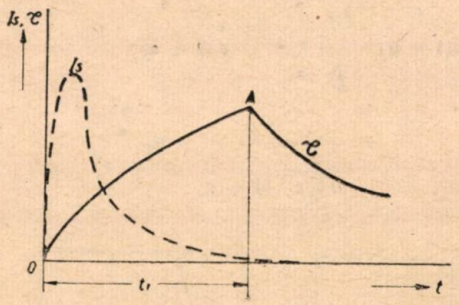


Fig. 10. Curba de încălzire în regim de scurtă durată.

Dacă la temperatura ambiantă θ_m adăugăm supratemperatura τ_1, obținem temperatura finală în punctul A:

$$\theta_1 = \theta_m + \tau_1, \ ^\circ C. \quad (31)$$

După perioada de încălzire urmează o perioadă de răcire (de la A înainte) așa cum reiese din fig. 10 unde s-a trasat la o scară exagerată și curentul de impuls. Datorită faptului că, constanta de timp a încălzirii rezistenței (T_r) este foarte mare în raport cu constanta de timp a undei de impuls (T) creșterea temperaturii continuă și după trecerea curentului.

In cazul unui regim intermitent repetat, temperatura rezistenței neliniare, crește la început după curba OA, în timpul t_1 (fig. 11). Apoi temperatura scade după curba AB. Apariția unui nou curent de impuls după un timp t_2 duce la o nouă creștere a temperaturii, după curba BC ș.a.m.d.

Inlănțuirea curbelor $OABC\ldots$ arată cum variază temperatura unei rezistențe neliniare, supusă acțiunii unor curenți impulsivi, intermitenți repetați.

Dacă notăm cu τ_2 supratemperatura atinsă după prima descărcare în momentul apariţiei celei de a doua descărcări, în punctul 3) şi cu τ_3 temperatura atinsă după timpul t_3 (terminarea descărcării a doua) putem scrie :

$$\tau_3 = \tau_{t_3}\left(1 - e^{-\frac{t_3 - t_2}{T_r}}\right) + \tau_2 \cdot e^{-\frac{t_3 - t_2}{T_r}}, \ ^\circ C \qquad (32)$$

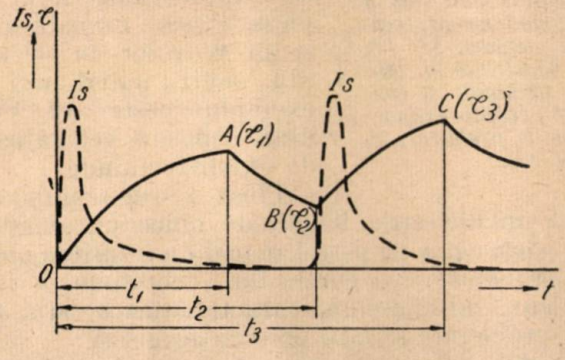


Fig. 11. Curba de încălzire în regim intermitent.

unde τ_{t_2} este supratemperatura de regim.

Temperatura în punctul C se poate scrie :

$$\theta_3 = \theta_m + \tau_3, \ ^\circ C. \qquad (33)$$

In cazul znor descărcări foarte intense şi repetate la intervale scurte, are loc în rezistenţa neliniară o creştere sensibilă a tmperaturii discului. Energia termică acumulată duce la străpungerea termică, aşa cum s-a arătat la capitolul „Problema fizică".

Efectul termic al curenţilor de descărcare influenţează rezistenţa neliniară în sensul că mărirea energiei termice implică mărirea constantei de timp a încălzirii.

In esenţă ceea ce intereasează mai mult este gama curenţilor de impuls. In cazul curenţilor de descărcare (curenţi de trăsnet) aceasta este cuprinsă între valori de la 50 A pînă la cîteva zeci de mii de amperi.

Considerînd că C şi K_T sînt constante ce ţin de natura materialului, la o temperatură dată, pentru un disc de grosime h, T_r este în funcţie de :

$$\frac{G}{\Omega} = \frac{\pi \cdot R^2 \cdot h \cdot \gamma}{2\pi R h} = R\frac{\gamma}{2} \text{ şi cum } \gamma = \text{constant}$$

(greutatea specifică a materialului) T_r este în funcţie numai de R. Urmează de aici că mărirea curentului de descărcare atrage după sine mărirea secţiunii rezistenţei variabile (discului de vilit).

Este bine de amintit că înafara gamei curenţilor, care este un factor esenţial, ceea ce mai influenţează mărimea rezistenţei neliniare este tensiunea reziduală pe disc — ca fiind aceea care determină grosimea discului — şi calitatea vilitului, prin caracteristica tensiune-curent.

5. Concluzii

In lumina celor arătate în articolul de faţă putem trage următoarele concluzii :

Energia termică dezvoltată într-o rezistenţă neliniară la trecerea curenţilor de impuls, care se calculează de obicei printr-o metodă indirectă subîmpărţind domeniul de neliniaritate a rezistenţei în două porţiuni considerate liniare, se poate calcula direct plecînd de la caracteristica tensiune-curent. Pentru acest fel de calcul este suficient a se lua din seria infinită a expresiei energiei primii trei termeni, eroarea respectivă fiind suficient de mică pentru determinările practice.

Energia termică dezvoltată de curenţii de impuls în rezistenţele neliniare poate fi predeterminată.

Valoarea energiei dezvoltată de curenţii de impuls este de o importanţă esenţială pentru dimensionarea rezistenţei neliniare, prin influenţa pe care ea o are asupra constantei de timp a încălzirii.

(Institutul de cercetări şi proiectări electrotehnice)

Bibliografie

[1]. *Sirotinski L.I.* : Tehnica tensiunilor înalte, Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1951.
[2]. *Babicov M. A.* : Aparate electrice, Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1951.
[3]. *Avramesu A.* : Die Wärmewirkung der Schalt- und Stossströme, Elektrotechn. Z. 62 (1941) nr. 26 pag.1—4.
[4]. *Avramescu A.* : Über die Berechnung der Wärmewirkung von Ausgleich und Überströmen, Arch. Elektrotechn., 35 (1941), nr. 6, pag. 344—352.
[5]. *Berger K.* : Le controle des parafoudres en exploitation CIGRE session de 1946 tome III, Rap. 328.

★

ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ СТОРОНА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РАЗРЯДОВ ЧЕРЕЗ НЕЛИНЕЙНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Резюме

После краткого введения касающегося физической стороны вопроса, излагается новый метод расчета тепловой энергии выделяющейся в нелинейных сопротивлениях при прохождении импульсного тока.

В продолжение, указывается ряд применений теоретических результатов, среди которых некоторые позволяют заранее определить тепловую энергию и изучать нагрев нелинейных сопротивлений.

Prelucrarea metalelor prin scîntei electrice

Ing. I. PAPADACHE

621.791 : 621.3.015.54

Se expune metoda de găurire a metalelor prin scîntei electrice. Se descrie principiul de funcționare al mașinilor cu care se aplică metoda, dispozitivele de reglare automată a procesului tehnologic și în mod sumar, performanțele tehnologice ale metodei. Se dau indicații asupra mașinilor construite în țară și se trasează un program de studii și construcție de mașini, care să permită extinderea acestei metode moderne de prelucrare, în industria din R.P.R.

In ultimii ani au apărut în domeniul tehnologiei electrice noi metode de prelucrare rapidă și precisă a metalelor și a aliajelor lor bazate pe acțiunea termică a curentului electric.

In articolul de față ne vom ocupa cu găurirea prin scîntei electrice cunoscută sub denumirea de metoda Lazarenko și care a început a fi aplicată anul acesta și în industria noastră, întrebuințîndu-se mașini construite în țară de către Ministerul Energiei Electrice și Industriei Electrotehnice. Intr-un articol viitor vom expune procedeul de tăiere a metalelor prin metoda anodo-mecanică (metoda Gusev) care este în curs de experimentare la Institutul de Cercetări și Proiectări Electrotehnice (I.C.P.E.T.) pe o mașină prototip și care de asemenea va fi introdusă în industrie în scurt timp.

Deosebirea principală a găuririi metalelor prin scîntei electrice față de metodele obișnuite de prelucrare, prin așchiere, constă pe de o parte în posibilitatea prelucrării metalelor de ori ce duritate datorită lipsei interacțiunei mecanice dintre piesa prelucrată și sculă și pe de alta în posibilitatea de a obține prelucrări dificil de efectuat prin alte metode.

Folosirea corectă din punct de vedere tehnic și economic a prelucrării prin scîntei electrice cere o cunoaștere a principiului de funcționare precum și a experienței acumulate în acest domeniu. Literatura asupra acestei metode în special în U.R.S.S. unde se aplică pe o scară largă, este chiar de pe acum foarte bogată; în bibliografia de la sfîrșit s-a indicat cele mai noi publicații care tratează această chestiune și care se găsesc în țară.

Funcționarea electrică a metodei de găurire prin scîntei electrice

Schema cea mai simplă întrebuințată este arătată în fig. 1. Găurirea este produsă prin acțiunea distrugătoare exercitată asupra metalului prin impulsuri de curent electric, intense, scurte și succesive. Aducerea curentului la locul unde urmează a se face găurirea se face cu ajutorul electrodului sculă E. Intre acest electrod și piesa P supusă prelucrării trebuie să se păstreze întotdeauna o distanță S foarte mică, de ordinul a 0,1 mm. Condensatorul C face parte din circuitul generatorului de impulsuri împreună cu rezistența R care servește pentru reglarea și pentru limitarea curentului de scurtcircuit.

Sursa de curent continuu, al cărui pol pozitiv este întotdeauna legat la piesa P, este formată dintr-un redresor cu seleniu sau, pentru puteri mari de exemplu peste 10 kW, dintr-o mașină generatoare de curent continuu.

Piesa P este scufundată într-un dielectric lichid, de obicei un amestec în părți egale de petrol și ulei de transformator.

Transformarea curentului continuu în impulsuri intermitente, caracteristice acestui fel de prelucrare se face precum urmează:

Sursa de curent continuu încarcă condensa-

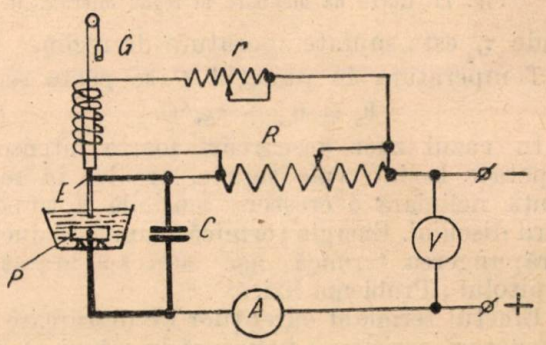


Fig. 1.

torul C prin rezistența R și acestă se descarcă prin spațiul E-P atunci cînd tensiunea la bornele sale ajunge la o valoare suficientă pentru a străpunge dielectricul. Această tensiune de străpungere este determinată de distanța S și de dielectricul întrebuințat. Durata de încărcare depinde de capcitatea C; de rezistența R și de tensiunea sursei de alimentare și este în practică de ordinul 10^{-3}s. Durata descărcării este de ordinul 10^{-4}s. Cantitatea de metal smulsă din piesa P de fiecare descărcare este proporțională cu cantitatea de energie liberată de condensator, energie care este dată de formula $K.C\,(U^2 - U_0^2)$ în care U este tensiunea la care începe descărcarea (mai mică decît tensiunea de alimentare) și U_0 tensiunea la care descărcarea încetează. Această tensiune U_0 depinde de condițiile din spațiul de străpungere, în special de distanța S și de dielectricul întrebuințat.

Din ipotezele făcute cu privire la cauza îndepărtării metalului depe piesa P cea mai satisfăcătoare este ipoteza termică, concluzie la care s-a ajuns la consfătuirea tehnico-științifică ținută în 1953 de către Comitetul de prelucrare electrică a metalelor din Leningrad.

Intensitatea curentului de descărcare ajunge la mii de amperi și pentru că suprafața asupra căruia acționează un impuls este de ordinul zecimilor de mm², densitatea curentului de descărcare ajunge la valori de zeci de mii de amperi pe cm². Temperatura la care se ajunge în zona de descărcare este de ordinul a 10 000°C, ceea ce provoacă o topire și o vaporizare foarte rapidă a metalului precum și o mare presiune de gaze care contribuie la eliminarea metalului lichefiat și topit din craterul care s-a format pe suprafața metalului. Aceste particule de metal topit se răcesc în lichidul dielectric sub formă sferică de diferite diametre dela micron pînă la zecimi de mm.

Pentru că numai piesa P trebuie supusă distrugerii este necesar ca deplasarea electronilor să se facă în sensul E-P.

Parametrii circuitului de descărcare trebuie deci să fie aleși astfel încît orice tendință la oscilație să fie oprită, fie prin reducerea la minim a inductanței circuitului de descărcare fie prin introducerea în circuit a unor elemente care să împiedice circulația curentului în sensul dăunător între P și E.

Cu schema descrisă se poate mări energia liberată la descărcare, fie prin mărirea capacității C, fie prin mărirea tensiunii de alimentare. Valoarea lui C determină însă, împreună cu R, constanta de timp RC a sistemului. Pentru că valoarea lui R nu poate scădea sub o anumită limită determinată de valoarea de surt-circuit a curentului de alimentare, creșterea lui C provoacă o reducere a frecvenței fenomenului de descărcare și deci o reducere a vitezei de smulgere a materialului. In practică cu această schemă valoarea maximă a lui C este de aproximativ 300 μF.

Mărirea tensiunii de alimentare este de asemenea limitată pentru că tensiuni mari dau prelucrări cu suprafețe care nu au precizie satisfăcătoare. Pe de altă parte cu o tensiune mare și o capacitate mică, perioada de încărcare se poate micșora foarte mult și deci fenomenul de smulgere capătă o frecvență foarte ridicată. Pentru ca procesul de descărcare să fie ciclic este necesar ca după fiecare descărcare să se restabilească rezistența dielectrică în spațiul E-P și o frecvență exagerată poate împiedica aceasta ceea ce ar transforma străpungerea prin impuls într-un arc staționar și nu s-ar mai obține o prelucrare de precizie. In plus, întrebuințarea unei tensiuni de alimentare mari ar impune adoptarea de dispozitive complexe și costisitoare pentru a proteja operatorul mașinii, de atingeri accidentale. In practică, tensiunea de alimentare nu depășește 220 V.

In tabela 1 sînt arătate caracteristicile smulgerii provocate de o descărcare cu o alimentare a instalației cu 100 V.

Descărcarea E-P se face pe drumul cel mai scurt și va înceta în locul unde materialul depe P a fost eliminat pentru că aceasta mărește distanța în locul considerat și descărcările următoare vor avea loc în alt punct cu distanță mai mică. In felul acesta descărcările vor acoperi

Tabela 1

Regim de lucru	Capacitatea μF	Diametrul scobiturii mm	Adîncimea mm	Volum mm³
Intens	300	1,2	0,033	0,025
Mijlociu . . .	10	0,25	0,020	0,0005
Redus	1	0,1	0,015	0,000078

întregul electrod-sculă și suprafața corespunzătoare din piesa de prelucrat și fac posibilă executarea cu mare precizie a unor cavități și contururi în piesa P cu ajutorul unor electrozi-sculă cu o topografie corespunzătoare.

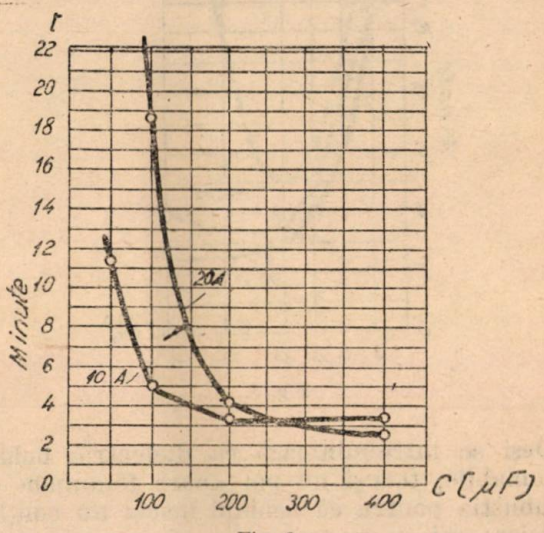


Fig. 2.

Asemenea descărcări la tensiune redusă au făcut obiectul a numeroase studii în ultimii ani. Trebuie observat că, concluziile experiențelor cu descărcări la distanță de ordinul centimetrilor și tensiunilor de ordinul kilovaților nu pot fi aplicate în cazul descărcărilor la distanțe de ordinul 0,1 mm. S-a izbutit prin analiza parametrilor care influențează fenomenul să se stabilească formule care dau cantitatea de metal smuls de către o descărcare dar ele nu au decît o valoare informativă. Determinarea regimurilor de lucru optime se poate face numai pe cale experimentală.

In fig. 2 se arată timpul de găurire pentru o gaură de diametru de 8 mm cu o tensiune de alimentare de 220 V și diferite valori ale capacității, rezistența R fiind reglată pentru două valori ale curentului de încărcare.

Se poate vedea că mărirea capacității peste 200 μF nu are o influență sensibilă asupra productivității.

In fig. 3 se arată productivitatea în funcție de valoarea curentului de încărcare pentru

aceeaşi operaţie şi tensiune. Se poate vedea că pentru anumite capacităţi o mărire a curentului de încărcare poate scădea productivitatea.

Obţinerea unei productivităţi optime pentru executarea unei anumite operaţiuni este o problemă importantă care nu se poate însă determina decît numai experimental.

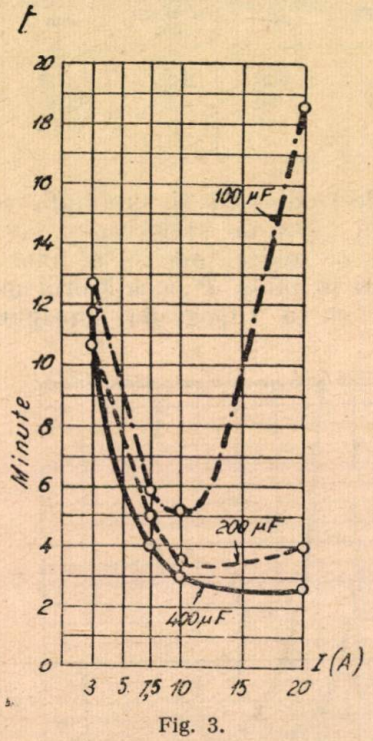


Fig. 3.

Deşi se întrebuinţează ca dielectric lichide inflamabile, totuşi nu pot apare fenomene de combustie pentru că lichidul însuşi nu conţine suficient oxigen pentru aceasta şi accesul aerului în punctul unde se produce descărcarea este împiedicat de stratul superior de lichid care trebuie să aibă o grosime de 5—10 cm.

Reglarea automată a distanţei dintre electrodul sculă E şi piesa P

In urma smulgerii de material, distanţa E-P va creşte şi pentru menţinerea procesului de prelucrare este necesar ca electrodul-sculă E să fie apropiat de P. Una din condiţiile principale ale găuririi metalelor din scîntei electrice este menţinerea distanţei S într-un interval $S_{min} < S < S_{max}$ în care S_{min} este valoarea la care începe să se producă un scurtcircuit între E şi P şi S_{max} la care tensiunea impulsului devine insuficientă pentru formarea descărcărilor. De fapt ar trebui menţinută valoarea S care asigură o productivitate optimă. Aceasta este însă o funcţie complicată de parametrii prelucrării şi variază în timpul procesului încît operatorul maşinii trebuie să facă uneori un reglaj în timpul operaţiei orientîndu-se după curentul de încărcare, după degajarea de gaze şi zgomot.

Din cauza valorii mici a acestei distanţe este necesar un dispozitiv automat care să o menţină în limitele dorite.

Numeroasele sisteme existente de reglare automată a distanţei S pot fi grupate în două categorii şi anume regulatoare care constau dintr-un electromagnet cu solenoid şi regulatoare cuprinzînd un electromotor.

In schema din fig. 1 s-a arătat cel mai simplu dispozitiv de reglare din prima categorie, care se întrebuinţează cînd deplasarea totală a electrodului E este mică (aproximativ 50 mm) şi cînd se cere o construcţie cît mai simplă cu funcţionarea foarte sigură.

Cu un asemenea regulator automat s-au echipat maşinile construite în ţară. Dacă electrodul este în atingere cu piesa de prelucrat, curentul în rezistenţa R este maxim şi deci amperspirele solenoidului sînt maxime. Forţa de atracţie a solenoidului este astfel calculată încît adăugată la contragreutatea G deplasează electrodul în sus şi deci distanţa $S > S_{min}$ începînd fenomenul de descărcare. Dacă $S > S_{max}$ descărcarea încetează, curentul în circuitul de descărcare devine zero şi solenoidul nu mai atrage, electrodul căzînd în jos. In fapt miezul mobil al solenoidului se stabileşte într-o poziţie de echilibru pentru o anumită valoare a regimului de funcţionare şi electrodul-sculă urmăreşte piesa de prelucrat pe măsură ce se produce găurirea. Rezistenţa r serveşte la reglarea regimului solenoidului.

Un regulator din grupa cu motor şi cu avans rigid este arătat în schema din fig. 4.

Infăşurarea de excitaţie independentă a motorului este conectată direct la bornele sursei de curent continuu. Indusul electromotorului este legat la cursorul unui potenţiometru şi la cursorul rezistenţei de sarcini. Curenţii care parcurg indusul variază necontenit ca intensitate şi sens şi deci indusul se va roti cu o viteză şi sens variabil menţinînd o distanţă medie între electrozi, pentru care este reglată funcţionarea instalaţiei.

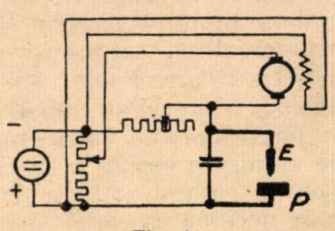


Fig. 4.

Cu schema din fig. 1, care s-a întrebuinţat şi la maşinile construite în ţară, frecvenţa, amplitudinea şi durata impulsurilor depind de starea fizică din spaţiul E-P. Această schemă, care s-a utilizat pînă acum cel mai mult datorită simplităţii sale, are însă următoarele neajunsuri :

— Viteza maximă de smulgere a metalului nu depăşeşte 1 cm³/min, din cauza imposibilităţii

de a mări puterea impulsului peste o anumită limită după cum s-a arătat mai sus.

— Prelucrarea are un randament scăzut. Transformarea curentului alternativ în curent continuu pentru alimentarea schemei și apoi transformarea în impuls se face cu mari pierderi de energie și anume 20—30% în instalația de redresare, circa 50% în rezistența R de asemenea și în circuitul de descărcare.

— Amplitudinea, durata și frecvența impulsului depind de starea fizică a spațiului E-P. In cazul modificării suprafeței și adînciri zonei de prelucrare, a modificării condițiilor de evacuare a particolelor metalice și gazelor precum și în cazul cînd regulatorul de avans nu are o funcționare stabilă variază parametrii impulsurilor și deci productivitatea, finisajul suprafeței și precizia prelucrării.

Datorită inductanței inevitabile a conductorilor și condensatorilor din circuitul de descărcare, impulsul de curent are în afară de semiunda directă și semiundă inversă. Aceasta provoacă o micșorare a stabilității sistemului și o uzură a electrodului-sculă.

Pentru a se evita aceste neajunsuri s-au construit în anii 1953—1954 mașini de găurit prin scîntei electrice cuprinzînd generatoare de impulsuri bazate pe alte principii în care parametrii impulsului sînt independenți de starea fizică a spațiului E-P. Acești parametri nu pot fi modificați de însuși procesul de găurire și permit o reglare largă a procesului de prelucrare în concordanță cu cerințele tehnologice. Limita curentului prin asemenea impulsuri este foarte ridicată și în practică s-au putut deja obține productivități de ordinul 6 cm³/min adică de 6 ori mai mult decît cu schema din fig. 1. Un alt avantaj este posibilitatea de a obține impulsuri unipolare ceea ce reduce consumul de electro-sculă la aproximativ 1/10. In sfîrșit randamentul energetic al unui asemenea sistem poate atinge 70% adică de 3—5 ori mai mult decît cu schema descrisă precedent.

In stadiul actual este cert că perspectivele cele mai bune le au mașinile întrebuințînd impulsuri independente în special pentru prelucrările intense. Documentarea publicată asupra acestor mașini este însă foarte sumară și deci pentru fabricarea lor în țară va fi necesară o intensă muncă de cercetare. Se va putea consulta în legătură cu această chestiune lucrarea [11].

Caracteristicile electrotehnologice ale găuririi prin scîntei electrice

Caracteristicile principale ale procesului de găurire sînt: viteza de smulgere a metalului, calitatea suprafeței obținute și precizia prelucrării. Aceste caracteristici sînt legate între ele și depind de regimul electric ales, materialul de prelucrat, forma, dimensiunile și materialul electrodului-sculă, rigiditatea mașinii, precizia automatizării avansului, lichidul de lucru și condițiile pătrunderii lichidului în zona de desprindere.

Ne vom limita numai la unele indicații fundamentale cu referire la mașini care funcționează după schema din fig. 1.

Creșterea vitezei de smulgere a metalului atrage o micșorare a calității suprafeței obținute. Din această cauză este deseori rațional ca găurirea să se facă în etape prin schimbarea regimului de prelucrare: intens, mijlociu și redus.

Pentru o suprafață de prelucrat constantă, creșterea intensității curentului duce la început la o creștere aproape proporțională a vitezei de smulgere a metalului. Această viteză crește apoi mai încet și în cele din urmă începe să scadă. Aceasta se explică prin faptul că la densități mari de curent, în spațiul de lucru apar porțiuni din care lichidul este expulzat ceea ce reduce viteza de smulgere a materialului. La o anumită suprafață de găurire corespunde un anumit curent optim și în tabela 2 sînt indicate pentru o tensiune de lucru de 220V, relațiile între acești parametri.

Tabela 2

Diametrul electrodului sculă mm	Intensitatea medie A	Capacitatea μF	Puterea kW
16	20	300	4,4
10	13	120	2,8
5	7	20	1,5
1	.2	3	0,4

Rezistența pe care o întîmpină evacuarea produselor de eroziune este determinată în afară de mărimea suprafeței de prelucrare și de forma acestei suprafețe.

Pe măsură ce electrodul sculă pătrunde în piesa de prelucrare se îngreunează ieșirea gazelor din spațiul E-P și productivitatea depinde deci și de distanța de la capătul electrodului pînă la suprafața liberă a piesei P.

Viteza de smulgere a metalului în regimurile intense de găurire pentru oțel este de maximum 0,6—1 cm³/min și consumul specific de energie este de 20—50 Wh/g de metal smuls. Uzura relativă a sculei față de metalul smuls din piesă este de 25—120%. La regimurile reduse productivitatea este de 12—15 mm³/min și suprafața obținută este în clasa 4 de finisaj. Pentru a obține o finisare mai bună a suprafeței este necesară o reducere a vitezei de smulgere a metalului. De exemplu pentru a obține clasa 5 de finisaj viteza de smulgere trebuie redusă la 5 mm³/min. In asemenea condiți consumul poate deveni de sute de ori mai mare decît la regimurile intense.

La prelucrarea metalelor dure viteza de îndepărtare a metalului la regimurile reduse este aproximativ de două ori mai mică decît la oțel dar calitatea suprafeței obținute este în general mai bună.

Introducerea metalelor de găurire prin impulsuri independente în anii 1953—1954 a îmbunătățit simțitor indicii tehnico-economici ai prelucrării pentru regimurile intense obținîndu-se pînă la 6 cm^3/min, un consum specific la regimuri intense de aproximativ 12 Wh/g de metal smuls și o uzură relativă a sculei de 5——15%. Pentru regimurile mijlocii și reduse indicii se apropie de acei obținuți cu impulsurile obținute cu schema din fig. 1.

Materialul din care este făcut electrodul sculă are o mare influență asupra productivității și finisajului suprafeței obținute în timp ce duritatea piesei de prelucrat are o influență mult mai redusă.

Trebuie însă observat că electrodul cu productivitate bună dă o prelucrare a suprafeței mai puțin satisfăcătoare.

Una din caracteristicile fundamentale ale electrozilor sculă este rezistența la uzură și care depinde de compoziția și de structura materialului întrebuințat. Cea mai largă întrebuințare a căpătat-o alama.

Această uzură depinde de asemenea de puterea întrebuințată. La prelucrare cu regimuri intense uzura electrodului sculă poate atinge 80—120% din volumul metalului smuls din piesa prelucrată. La regimuri mijlocii uzura electrodului-sculă ajunge la 40—50% sau la cele puțin intense la 20—30%.

Electrozii-scule cu secțiunea compactă sînt mai durabili decît electrozii scule cu secțiunea complexă cu părți subțiri.

O uzură cu mult mai mică o au electrozii-scule tubulari în care se introduce lichidul dielectric.

In timpul găuririi prin scîntei electrice se produce o modificare a compoziției chimice a stratului superficial de metal care în timpul prelucrării în petrol sau uleiuri își mărește procentul de carbon, care pătrunde în suprafața metalului pînă la 0,1 mm. Difuzarea carbonului în metal și formarea carburilor de fier, în același timp cu călirea ultra rapidă produce o duritate superioară a metalului.

Acest fenomen are o valoare practică la confecționarea matrițelor prin scîntei electrice. Este totuși de observat că dacă după găurirea prin scîntei electrice este necesară o finisare mecanică a suprafeței această călire superficială este un inconvenient.

In timpul lucrului cu aceste mașini trebuie respectate prescripțiuni severe cu privire la tehnica securității din care indicăm aci pe cele mai importante.

Intrebuințarea dielectricului format din petrol și ulei este legată de degajarea de produse gazoase toxice deoarece conțin oxid de carbon. Din această cauză trebuie să se amenajeze o ventilație de absorbție pentru evacuarea gazelor la întrebuințarea mașinilor puternice peste aproximativ 5 kW sau destinate a lucra numai în regimuri intense.

Intregul utilaj care poate fi sub tensiune trebuie legat la pămînt și înaintea mașinii și a pupitrului de comandă este obligatorie așternerea unui covor de cauciuc; în timpul lucrului operatorul mașinii trebuie să poarte mînuși de cauciuc.

O problemă tehnologică importantă în legătură cu acest procedeu este precizia prelucrării. Abaterile găurilor de la dimensiunile electrodului cresc cu mărirea puterii de lucru. La executarea de găuri adînci se obțin găuri conice. De exemplu la găurirea unei plăci de oțel călit de 20 mm cu un regim intens, distanța laterală între electrod și sculă la intrare poate ajunge la 0,35 mm. La regimurile intense unghiul de conicitate este de 1°—1° 20′.

Rezultă că determinarea dimensiunilor electrodului sculă pentru a se obține o gaură de dimensiuni date, precum și determinarea regimului de lucru, necesită o cunoaștere amănunțită a procedeului. Precizia prelucrării este determinată și de mișcarea strict verticală a electrodului-sculă precum și de așezarea și rigiditatea fixării piesei de prelucrat.

La introducerea metodelor electrice de prelucrare trebuie să se acorde o atenție deosebită calculelor tehnico-economice. Experiența acumulată în ultimii ani cu metoda de găurire prin scîntei electrice permite să se stabilească domeniile în care această metodă s-a dovedit de pe acum rentabilă — față de alte procedee.

Pentru a indica aceste domenii — experiența din industria noastră fiind încă insuficientă ne referim la rezultatele obținute în U.R.S.S. unde metoda este larg întrebuințată și documentarea publicată foarte bogată:

—găurirea cu profile complicate cu poansoane special construite în metale obișnuite sau dure;

— găuri înguste (fante cu lățimi de ordinul a 1 mm);

— degroșare de găuri cu profile complicate sau incomod de lucrat în matrițe din producția curentă;

— recondiționare de matrițe inutilizabile din cauza poansoanelor mici rupte și blocate în găurile lor;

— recondiționarea de șabloane de găurire cu bucșele călite lărgite de uzură;

— repararea de matrițe călite în construcție cu găuri deplasate la călire;

— decupare de bucăți de material în oțel călit cu pierderile minime de material și fără alterarea calităților materialului;

— găuri înfundate cu profil anumit, de tipul matrițelor pentru bachelită sau forjă.

Mașini pentru găurire prin scîntei electrice

In fig. 5 s-a arătat schematic o mașină tipică de acest fel și anume mașina sovietică LK Z-18 a cărei putere este de 8,4 kW funcționînd cu alimentare sub 220 V și putînd executa găuri pînă la o grosime de 150 mm. Viteza de smulgere

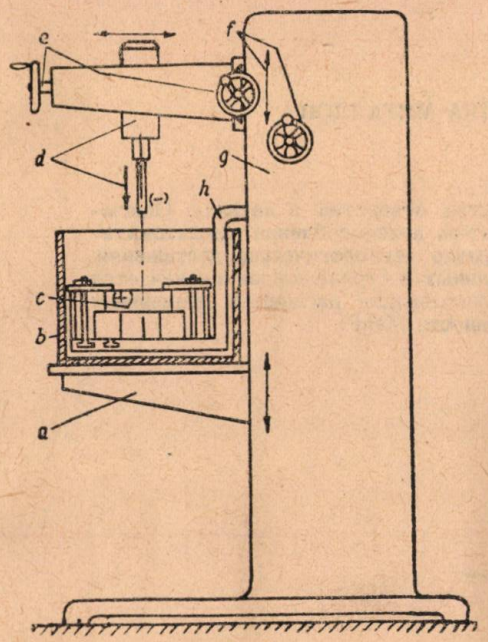


Fig. 5.

a — suport reglat prin motor în direcție perpendiculară; *b*—baie de ulei; *c* — piesa de prelucrat; *d* — universalul mașinii de găurit; *e* — reglaj transversal cu diviziuni 0,01 mm; *f* — reglajul grosier perpendicular al saniei suport a universalului; *g* — batiul servește ca suport al părților electrice; *h* — masa de lucru fixată la batiu.

a materialului este de 0,3—0,5 cm³/min. Regulatorul automat de avans are schema din fig. 4. Foarte întrebuințate sînt mașinile de dimensiuni mici cu o putere pînă la 1 kW formate din două blocuri separate la care organele de co-

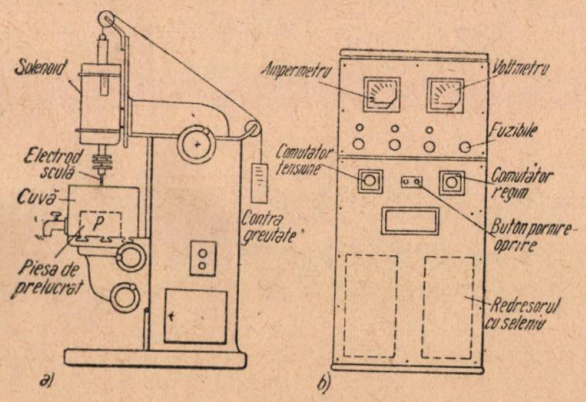


Fig. 6.

a — partea mecanică; *b* — pupitrul de comandă și alimentare.

mandă și alimentare formează un pupitru separat.

In fig. 6 s-a arătat o mașină fabricată în țară la fabrica Electromagnetica după studiile și planurile Institutului de Cercetări și Proiectări Electrotehnice (ICPET). Puterea acestei mașini este de 1,5 kW, întrebuințînd pentru alimentare un redresor cu seleniu montat în

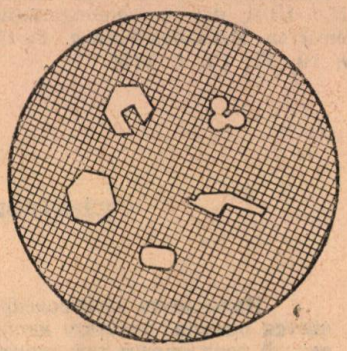


Fig. 7.

pupitrul de comandă; schema mașinii este analoagă cu aceea din fig. 1.

In fig. 7 s-au arătat diferite găuri făcute cu această mașină într-o placă de oțel dur de 20 mm grosime.

Concluzii

1. Metoda de găurire prin scîntei electrice are un domeniu larg de aplicare în care indicii tehnico-economici sînt mai avantajoși decît cei obișnuiți prin metode mecanice obișnuite.

2. Este indicată introducerea acestor metode în industria noastră în care scop este necesară o popularizare a metodei printre ingineri și tehnicieni.

3. Construirea de mașini adecuate pentru aplicarea acestei metode trebuie continuată de îndată ce se va obține o oarecare experiență cu mașinile construite deja în serie mică; trebuie să urmeze crearea unei mașini tipizate de putere mijlocie, pînă la aproximativ 10 kW.

4. Intrucît este de așteptat ca introducerea impulsurilor independente să aducă o extindere importantă a metodei la regimurile intense de prelucrare, de această problemă trebuie să se ocupe Institutele de cercetări științifice cu scopul precizării metodei și a schemelor precum și pentru a construi prototipuri.

(Institutul de cercetări și proiectări electrotehnice)

Bibliografie

[1] *Ulitchi E. I.* și *Zamalin X. C.*: Metode electrice de prelucrare a metalelor. Editura Energetică de Stat 1954

[2] *Ilic I. A.* și *Nevejin V. C.*: Metoda de prelucrare a metalelor prin scîntei electrice. Institutul de documentare tehnică 1953

[3] *Papilov L. I.* și *Kozlovski L. I.*: Prelucrarea metalelor prin scîntei electrice Institutul de Documentare Tehnică

[4] *Gutkin B. G.* și *Vișnilki A. L.*: Regulatoarele regimului de funcționare a mașinilor de prelucrare cu scîntei electrice și anodo mecanice Institutul de documentare tehnică

[5] *Levinson E. M. Gutkin B. G., Diatcenko A. P., Vladimirov E. I.*: Găurirea pieselor metalice prin scîntei electrice Institutul de documentare tehnică

[6] *Lazarenko B. R., Lazarenko N. I.*: Prelucrarea metalelor prin scîntei electrice 1950
[7] *Opitz H.*: L'etat de surface, precision et changements de structure des pieces soumises a l'usinage par l'electricite Microtehnic vol. IX. Nr. 1 1955
[8] *Glasny H.*: Über die Anwendungsmöglichkeiten der elektroerosiven Metallbearbeitung. Fertigungstechnik Heft 9, 10, 11, 12, f. 1954
[9] *Jones F. L.*: Elctrode Erosion by Spark Discharges Britisch journal of Applied Physiec vol. 1 March 1950
[10] *Dumpe V. E.*: Prelucrarea găurilor prin procedeul cu scîntei electrice. Vestnik Maşinostroenia Nr. 12—1954
[11] *Livşiţ A. I.* şi *Rassolin V. I.*: Stadiul actual şi perspectivele desvoltării procedeelor electrice de prelucrare la dimensiuni precise a metalelor. Stanki i Instrument Nr. 11/1954 şi nr. 1/1955

★

ЕЛЕКТРОИСКРОВАЯ ОБРАБОТКА МЕТАЛЛОВ

Р е з ю м е

Излагается электроискровой метод проиводства отверстий в металах. Описывается принцип действия машин применяемых при этом, прислособления для автоматической регулировки технологийеского процесса и кратко технологические достижения.

Даются указания относительно сконструированных в стране машин и намечается программа исследований и конструкции машин, позволяющая расширить применение этого современного метода обработки, в промышленности Р.Н.Р.

Elemente de calcul pentru redresori de putere. Parametrii transformatorului

Ing. GH. HORTOPAN

621.314.6.011.1

Se determină pe cale analitică parametrii transformatorului de redresor și anume: puterea din primar, puterea din secundar, puterea de tip, factorul deformant al curentului cerut de la rețea. Se indică diagramele tensiunilor și curenților pentru 13 scheme folosite în tehnică, în ipoteze simplificatoare de calcul.

O tabelă rezumativă concentrează datele calculate și posibilitățile de folosire pentru fiecare schemă.

Intr-un articol precedent [11] s-a arătat valoarea tensiunii medii redresate, pentru schemele de redresare folosite în tehnica curenților tari. In continuare, se determină parametrii transformatorului de redresor.

Cu ajutorul transformatorului de redresor se obține atît schimbarea numărului de faze, după schema aleasă, cît și schimbarea valorii tensiunii alternative, pentru a obține tensiunea medie continuă dorită.

Pentru transformatorul de redresor se cere o putere de tip cît mai mică, cu scopul de a se face investiții minime. De asemenea factorul deformant al curentului cerut de la rețea trebuie să fie cît mai mic, pentru a nu produce perturbații în funcționarea sistemului energetic, care alimentează redresorul. Aceste puncte de vedere nu se respectă în cazul puterilor mici, unde primează simplitatea instalației. Astfel se explică existența a numeroase instalații de redresare monofazate și bifazate în stațiile de încercări de cabluri, la generatorii de impuls, electrofiltre etc.

Observînd condițiile fizice de lucru se determină, pe cale analitică, relațiile de bază privind funcționarea redresoarelor.

1. Condiții fundamentale

Condițiile pe care trebuie să le îndeplinească transformatorul de redresor sînt:

$$\int_0^{2\pi} i_p \, dx = 0 \; ^*). \tag{1}$$

S-a notat cu i_p valoarea instantanee a curentului dintr-o fază a primarului transformatorului, iar $x = \omega t$.

Această relație arată că curentul primar este alternativ și deci că nu avem pentru acest curent nici-o componentă de curent continuu.

$$i_{p1} + i_{p2} + i_{p3} = 0. \tag{2}$$

Indicii 1, 2, 3 se referă la numărul fazelor din primar.

Această relație este valabilă în cazul cînd primarul transformatorului este conectat în stea.

$$U_{p1} + U_{p2} + U_{p3} = 0 \tag{3}$$

S-a notat cu U_{p1} etc. tensiunea primară pe o înfășurare primară.

Această relație este valabilă cînd primarul transformatorului este conectat în triunghi.

Din cauza deformării (abaterii de la sinusoidă) a curbelor de curent din primarul și secundarul transformatorului de redresor, puterile efective din primarul și secundarul transformatorului diferă între ele.

In considerațiile ce vor urma, la stabilirea puterilor transformatorului, vom face abstracție de curentul de mers în gol.

Stabilirea puterilor aparente în primarul și secundarul transformatorului este necesară în vederea dimensionării corecte a secțiunii conductorilor și secțiunii de fier activ.

Ca element de referință pentru puterile aparente din primarul și secundarul transformatorului se consideră puterea brută în curent continuu:

$$P_{co} = U_{cmo} \cdot I_{cm}. \tag{4}$$

In această relație s-a notat:

P_{co} — puterea brută în curent continuu,

U_{cmo} — tensiunea medie (în curent continuu). în gol,

I_{cm} — valoarea medie a curentului continuu

Pentru o înfășurare primară cu m faze, puterea aparentă este:

$$P_p = m.I_p.U_p = c_p.P_{co}. \tag{5}$$

Pentru o înfășurare secundară cu p faze puterea aparentă este:

$$P_s = p.I_s.U_s = c_s.P_{co}. \tag{6}$$

Puterea de tip a transformatorului este dată de valoarea medie aritmetică între P_p și P_s:

$$P_m = \frac{P_p + P_s}{2} \tag{7}$$

In relațiile (5) și (6) U_p și U_s sînt valori efective reale pentru tensiunile primare și secundare ale transformatorului, iar I_p și I_s sînt valori efective înlocuitoare pentru curenții deformați din primarul și secundarul transformatorului. In aceste condiții raportul de transformare al tensiunilor diferă de raportul de transformare al curenților, adică:

$$n_t = \frac{U_p}{U_s} \neq n_c = \frac{I_s}{I_p}.$$

*) Această relație este demonstrată în acest articol la pag. 324.

Relaţia (7) este indicatoare pentru determinarea secţiunii de fier a transformatorului.

2. Schema monofazată

Schema redresorului monofazat (pentru o singură alternanţă a curentului) este indicată în fig. 1. unde sarcina este constituită de rezistenţa neinductivă R_s.

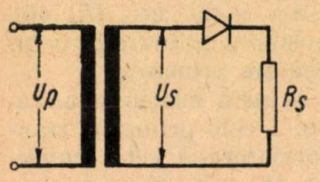


Fig. 1.

2. 1 *Funcţionarea în gol.* In această situaţie transformatorul redresorului se comportă ca o bobină de inductanţă pe care, spre simplificare, o considerăm ideală (fără pierderi). Relaţia fundamentală, în ipoteza de proporţionalitate între i_0 şi ϕ care serveşte la determinarea curentului de mers în gol este :

$$u_p = n_p \frac{d\phi}{dt} \cdot 10^{-8} \text{ V} = n_p \omega \frac{d\phi}{dx} \cdot 10^{-8} \text{ V}. \qquad (8)$$

Cunoscînd că $\phi = 0{,}4\ \pi\ n_p \frac{i_0}{R}$ rezultă pentru u_p :

$$u_p = 0{,}4\ \pi\omega n_p^2 \frac{1}{R} 10^{-8} \frac{di_0}{dx} = X_0 \frac{di_0}{dx} \qquad (9)$$

In relaţiile (8) şi (9) s-au făcut următoarele notaţii :

u_p $= \sqrt{2}\ U_p \sin x$, tensiunea momentană aplicată primarului în V ;
ϕ — fluxul magnetic în maxwelli ;
i_0 — curentul de mers în gol, valoare momentană în A ;
t — timpul în s,
x — ωt, în radiani,
X_0 $= 0{,}4\ \pi\omega n_p^2 \frac{1}{R} 10^{-8}$, reactanţa de mers în gol a transformatorului.
n_p — Numărul de spire al bobinajului primar.

In cazul cînd se consideră şi rezistenţa R_p a înfăşurării primare a transformatorului, curentul de mers în gol rezultă din relaţia :

$$X_0 \frac{di_0}{dx} + R_p i_0 - \sqrt{2}\ U_p \sin x = 0. \qquad (10)$$

Soluţia ecuaţiei (10) este :

$$i_0 = \frac{\sqrt{2}\ U_p}{\sqrt{X_0^2 + R_p^2}} \sin (x - \beta) \qquad (11)$$

în care $\text{tg}\ \beta = \frac{X_0}{R_p}$.

Pentru $X_0 = 0$ relaţia (11) devine :

$$i_0 = -\frac{\sqrt{2}\ U_p}{X_0} \cos x. \qquad (12)$$

Tensiunea medie redresată la funcţionarea în gol este dată de relaţia (3) din [11].

2.2 *Funcţionarea în sarcină.* In acest caz se face ipoteza că transformatorul nu are pierderi în fier, nu are dispersiune de flux magnetic şi că fierul nu este saturat. De asemenea se face abstracţie de caracteristica deformantă tensiune-curent a redresorului, adică vom presupune că, deoarece sarcina este constituită de o rezistenţă, curentul secundar este proporţional cu tensiunea secundară redresată.

In aceste condiţii pentru circuitul primar al transformatorului se scrie :

$$u_p = X_0 \frac{d}{dx}\left(i_p - \frac{i_s}{n_t}\right) + R_p i_p \qquad (13)$$

în care $n_t = \frac{U_p}{U_s}$ iar i_s este curentul din secundarul transformatorului :

$$i_s = \frac{\sqrt{2}\ U_p}{R_s} \sin x = \frac{\sqrt{2}\ U_p}{n_t R_s} \sin x. \qquad (14)$$

Relaţia (14) este valabilă pentru $0 < x < \pi$ deoarece pentru $\pi < x < 2\pi$, $i_s = 0$. Cu R_s s-a notat rezistenţa din circuitul secundar al transformatorului.

Curentul i_p din primarul transformatorului rezultă atît din necesitatea întreţinerii unui flux magnetic cît şi din motive de transfer de energie. Se demonstrează imediat că i_p este un curent alternativ (fără a fi sinusoidal) In adevăr relaţia (13) se poate scrie şi sub forma următoare :

$$u_p = n_p \frac{d\varphi}{dt} + R_p i_p. \qquad (15)$$

Inmulţind ambele părţi ale relaţiei (15) cu dt şi integrînd pentru o perioadă, în regim staţionar, obţinem :

$$\int_0^p u_p dt = \int_0^T n_p d\varphi + R_p \int_0^T i_p dt,$$

sau

$$\int_0^T i_p\, dt = 0, \qquad (16)$$

expresie care a fost enunţată mai înainte.

Făcînd abstracţie de rezistenţa R_p (transformator ideal) relaţia (13) se transformă în :

$$\frac{di_p}{dx} = \frac{1}{n_t} \cdot \frac{di_s}{dx} + u_p = \frac{U_p \sqrt{2}}{n_t^2 R_s} \cos x + \frac{U_p \sqrt{2}}{X_0} \sin x. \qquad (17)$$

Soluţia ecuaţiei (17) valabilă pentru $0 < x < \pi$ este :

$$i_{p_{0-\pi}} = \frac{U_p \sqrt{2}}{n_t^2 R_s} \sin x - \frac{U_p \sqrt{2}}{X_0} \cos x + C_1. \qquad (18)$$

Iar pentru $\pi < x < 2\pi$:

$$i_{p_{\pi-2\pi}} = -\frac{U_p\sqrt{2}}{X_0}\cos x + C_2. \qquad (19)$$

Pentru determinarea constantelor C_1 şi C_2 se observă că :

$$(i_{p_{0-\pi}})_{x=\pi} = (i_{p_{\pi-2\pi}})_{x=\pi} \text{ şi } \int_0^{\pi} i_{p_{0-\pi}}\,dx +$$

$$+ \int_{\pi}^{2\pi} i_{p_{\pi-2\pi}}\,dx = 0.$$

Se obţine astfel :

$$C_1 = C_2 = -\frac{U_p\sqrt{2}}{\pi n_t^2 R_s}. \qquad (20)$$

In compunerea curentului i_p intră curentul de mers în gol indicat de relaţia (11).

Expresia curentului i_p se poate indica în funcţie de valoarea medie a curentului redresat I_{cm}. :

$$I_{cm} = \frac{U_p\sqrt{2}}{\pi n_t R_s}, \qquad (21)$$

după cum urmează :

$$i_{p_{0-\pi}} = I_{cm}\frac{\pi}{n_t}\left(\sin x - \frac{n^2 R_s}{X_0}\cos x - \frac{1}{\pi}\right). \qquad (22)$$

$$i_{p_{\pi-2\pi}} = -I_{cm}\frac{\pi}{n_t}\left(\frac{n_t^2 R_s}{X_0}\cos x + \frac{1}{\pi}\right), \qquad (23)$$

sau sub forma generală :

$$i_p = \frac{1}{n_t}(i_s - I_{cm}) + i_0. \qquad (24)$$

In fig. 2 se indică diagramele pentru i_s şi i_p.

2.3. *Puterea transformatorului.* Pentru a stabili puterea transformatorului este necesar a se stabili, mai înainte, valori pentru curenţii efectivi din primarul şi secundarul transformatorului. In determinarea valorilor efective se vor considera neglijabile valorile curentului de mers în gol i_0. In practică acest curent este de ordinul 5—10% din valoarea curentului nominal din primar.

Curentul efectiv din primarul transformatorului este definit de relaţia :

$$I_p^2 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\left[\frac{1}{n_t}(i_s - I_{cm})\right]^2 dx = \frac{I_{cm}^2}{n_t^2}\left(\frac{\pi^2}{4} - 1\right),$$

sau

$$I_p = \frac{I_{cm}}{n_t}\sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} = 1{,}21\,\frac{I_{cm}}{n_t}. \qquad (25)$$

Curentul efectiv din secundarul transformatorului este definit de relaţia :

$$I_s^2 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i_s^2\,dx = \frac{\pi^2 I_{cm}^2}{4},$$

sau

$$I_s = \frac{\pi}{2} I_{cm} = 1{,}57\,I_{cm}. \qquad (26)$$

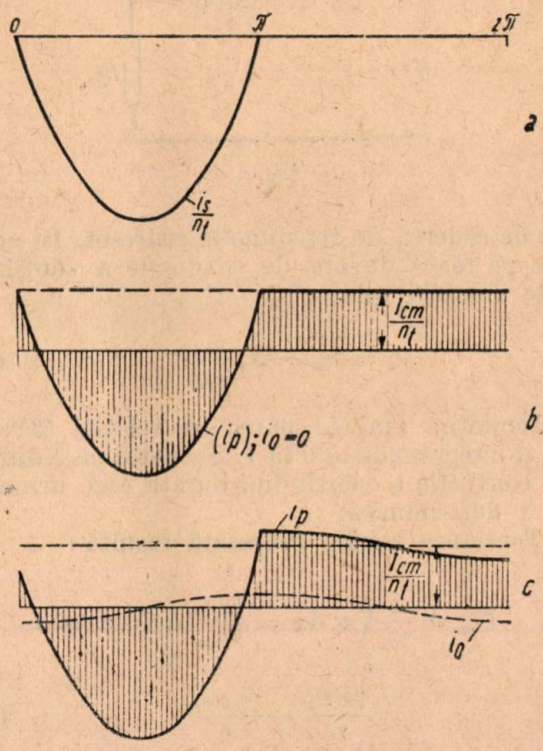


Fig. 2.

Pentru a stabili puterile din primarul şi secundarul transformatorului ne referim la puterea brută din secundar, putere rezultată din curentul mediu redresat şi tensiunea medie redresată conform relaţiei (4.).

Puterea din primarul transformatorului rezultă :

$$P_p = \frac{1{,}21}{n_t} I_{cm}\, n_t \cdot \frac{\pi U_{cmo}}{\sqrt{2}} = 2{,}69\,P_{co}. \qquad (27)$$

Puterea din secundarul transformatorului rezultă :

$$P_s = 1{,}57\,I_{cm}\frac{\pi U_{cmo}}{\sqrt{2}} = 3{,}49\,P_{co}. \qquad (28)$$

Puterea de tip a transformatorului este puterea medie :

$$P_m = \frac{P_p + P_s}{2} = 3{,}09\,P_{co}. \qquad (29)$$

Raportul de transformare al curenților este:

$$n_c = \frac{I_s}{I_p} = \frac{1{,}57\, I_{cm}}{\frac{1{,}21\, I_{cm}}{n_t}} = 1{,}297\, n_t. \qquad (30)$$

2.4 *Influența reactanței în circuitul de curent continuu al redresorului monofazic.* Schema redresorului cu reactanță în circuitul de curent continuu este indicată în fig. 3. Facem abstrac-

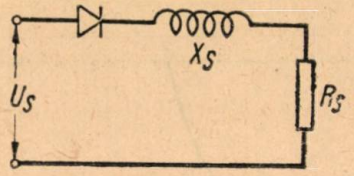


Fig. 3.

ție de căderea de tensiune în redresor. In acest caz pe toată durata de conducție a ventilului este valabilă relația:

$$u_c = u_s - X_s \frac{di_c}{dx}. \qquad (31)$$

Inmulțim ambele părți ale relației (31) cu dx și integrăm de la 0 la λ. S-a notat cu λ durata de convecție a ventilului, durată care urmează a fi determinată.

Tensiunea medie redresată rezultă:

$$U_{cm} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\lambda} u\, dx = \frac{\sqrt{2}\, U_s}{2\pi}\int_0^{\lambda} \sin x\, dx = \frac{\sqrt{2}\, U_s}{2\pi} \cdot \frac{1-\cos\lambda}{2} \qquad (32)$$

deoarece $i = 0$ pentru $x = 0$ și pentru $x = \lambda$.

Durata de conducție se determină din relația (31)

$$\frac{di_c}{dt} + \frac{R_s}{X_s} i_c - \frac{\sqrt{2}\, U_s}{X} \sin x = 0.$$

Această ecuație este valabilă pentru $0 < x < \pi$ și are ca soluție

$$i_c = \frac{\sqrt{2}\, U_s}{\sqrt{R_s^2 + X_s^2}} \sin(x - \beta) \qquad (34)$$

în care $\beta = \text{arc tg} \frac{X_s}{R_s}$.

Pentru $\pi < x < 2\pi$ este valabilă relația:

$$\frac{di_c}{dt} + \frac{R_s}{X_s} i_c = 0$$

care are drept soluție:

$$i_c = C\, e^{-\frac{R_s}{X_s} x}.$$

In soluția generală a ecuației (33):

$$i_c = \frac{\sqrt{2}\, U_s}{\sqrt{R_s^2 + X_s^2}} \sin(x - \beta) + C\, e^{-\frac{R_s}{X_s} x}. \qquad (35)$$

cunoscînd că pentru $x = o$, $i_c = 0$ rezultă valoarea constantei de integrare C, astfel că relația finală pentru i_c este:

$$i_c = \frac{\sqrt{2}\, U_s}{R_s} \cos\beta \; [\sin(x - \beta) + \sin\beta\, e^{-x \operatorname{ctg}\beta}] \qquad (36)$$

In relația (35) punînd condiția ca $i_c = 0$ pentru $x = \lambda$, rezultă:

$$\sin(\lambda - \beta) + \sin\beta\, e^{-\lambda \operatorname{ctg}\beta} = 0 \qquad (37)$$

In această relație se poate neglija influența termenului exponențial pentru $0 < \text{tg}\,\beta < 1$ și se obține astfel:

$$\lambda \approx \pi + \beta \approx \pi + \text{arc tg} \frac{X_s}{R_s} \qquad (38)$$

Din relația (38) rezultă că durata de conducție crește, ca rezultat al prezenței inductanței în circuitul de curent continuu. Valoarea medie a tensiunii continue redresate scade o dată cu apariția inductanței, conform cu relația (32).

Valoarea medie a curentului continuu se deduce din valoarea medie a tensiunii continue:

$$I_{cm} = \frac{U_s \sqrt{2}}{\pi R_s} \cdot \frac{1-\cos\lambda}{2} = \frac{U_s \sqrt{2}}{\pi X_s} \text{tg}\,\beta \frac{1-\cos\lambda}{2}. \qquad (39)$$

Valoarea maximă pentru I_{cm} se obține cînd $R = 0$. Pentru obținerea acestei valori scriem relația (36) sub forma:

$$i_c = \frac{\sqrt{2}\, U_s}{X_s} \sin\beta\, [\sin(x - \beta) + \sin\beta e^{-x \operatorname{ctg}\beta}]. \qquad (40)$$

Pentru $R = 0$ relația (40) devine:

$$i_s = \frac{\sqrt{2}\, U_s}{X_s} (1 - \cos x). \qquad (41)$$

Iar valoarea medie a curentului indicat de relația (41) rezultă:

$$(i_{cm})_{R_s=0} = \frac{\sqrt{2}\, U_s}{X_s}. \qquad (42)$$

Relația finală permite a se calcula valoarea medie a curentului continuu cînd redresorul alimentează o bobină pentru care R_s este neglijabil în raport cu X_s.

2.5 *Armonice de curent.* Curentul din primarul transformatorului este alternativ, fără însă a fi sinusoidal. Pentru determinarea amplitudinii și fazei fiecărei armonice, se face abstracție de curentul de mers în gol și se presupune că

sarcina este o rezistență pură. In această situație curentul primar are expresia:

$$i_p = \frac{1}{n_t} i_s - \frac{1}{n_t} I_{cm}.$$

Conform teoriei lui Fourier fundamentala are următoarele componente efective:

$$I_{pw1} = \frac{1}{\sqrt{2}\,\pi} \int_0^{2\pi} i_p \sin x \, dx = \frac{1}{\sqrt{2}\,\pi\, n_t} \int_0^{\pi} i_s \sin x \, dx =$$

$$= \frac{I_{cm}}{2\sqrt{2}\, n_t} = 1{,}111 \frac{I_{cm}}{n_t}$$

$I_{dw1} = 0$, astfel că: $I_{pw1} = I_{p1}$.

Acum se poate calcula factorul deformant:

$$f_d = \frac{\sqrt{I_p^2 - I_{p1}^2}}{I_{p1}} = \frac{\sqrt{1{,}21^2 - 1{,}111^2}}{1{,}111} = 0{,}427.$$

3. Schema bifazată cu punct median

In fig. 4 se indică schema redresorului bifazat cu punct median. Transformatorul servește atît la adaptarea la tensiunea continuă necesară cît și la formarea punctului median.

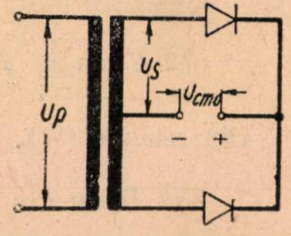


Fig. 4.

3.1. *Sarcină rezistivă.* Redresorul bifazic cu punct median poate fi considerat ca rezultînd din suprapunerea a doi redresori monofazați care redresează alternanțe diferite. Din această cauză componenta I_{cm}/n_t din curentul primar (fig. 2) datorită unei alternanțe este de semn contrar cu aceeași componentă datorită celeilalte alternanțe, astfel că cele două componente se anihilează. Curentul primar rezultă, abstracție făcînd de curentul de mers în gol, că este sinusoidal. In fig. 5 se indică grafic forma curenților și tensiunilor din primarul și secundarul transformatorului.

Valoarea tensiunii medii redresate este dată de relația [11, rel. 2]: $U_{cm0} = 0{,}9\, U_s$, iar valoarea curentului mediu redresat este, ținînd seama de relația (21)

$$I_{cm} = \frac{2U_p\sqrt{2}}{\pi\, n_t R_s} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}\, I_s' \sin x \, dx. \qquad (43)$$

Valoarea efectivă a curentului din secundarul transformatorului este:

$$I_s = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (\sqrt{2}\, I_s' \sin x)^2 \, dx = 0{,}785 I_{cm}. \qquad (44)$$

Valoarea lui I_s' din relația (44) rezultă:

$$I_s' = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{cm} = 1{,}11\, I_{cm}. \qquad (45)$$

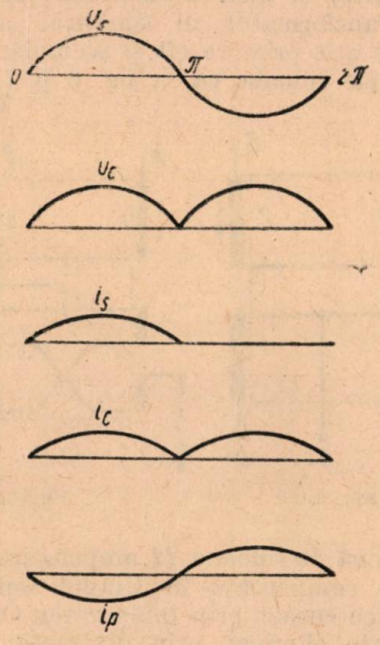


Fig. 5.

Iar valoarea efectivă a curentului din primarul transformatorului este:

$$I_p = \frac{\pi}{2\sqrt{2}\, n_t} I_{cm} = \frac{1{,}11}{n_t} = I_{cm}. \qquad (46)$$

Cu datele din relațiile [11, 2], (44), (45), (46) se calculează puterile transformatorului, după cum urmează:

Puterea din primar:

$$P_p = U_p \cdot I_p = n_t\, U_s \cdot I_p = n_t \frac{U_{cm0}}{0{,}9} \cdot \frac{1{,}11}{n_t} I_{cm} =$$

$$= 1{,}23\, P_{c0}. \qquad (47)$$

Puterea din secundar:

$$P_s = 2\, U_s I_s = 2\, \frac{U_{cm0}}{0{,}9} \cdot 0{,}785\, I_{cm} = 1{,}745 P_{c0} \qquad (48)$$

Puterea medie:

$$P_m = \frac{P_p + P_s}{2} = \frac{1{,}23 + 1{,}745}{2} = 1{,}48\, P_{c0}. \qquad (49)$$

Raportul de transformare al curenților este:

$$n_c = \frac{I_s}{I_p} = \frac{0{,}785}{\frac{1{,}11}{n_t} I_{cm}} = 0{,}707\, n_t = \frac{n_t}{\sqrt{2}} \qquad (50)$$

Observație asupra montajului bobinelor pe miezul de fier: In cazul cînd transformatorul redresorului este de tip în manta, bobinele primară și secundară se montează suprapuse (concentric) în mod normal. In cazul folosirii unui transformator în sîmbure, acesta are bobinele atît primare cît și secundare montate pe ambele coloane ca în fig. 6 și 7. In fig. 6

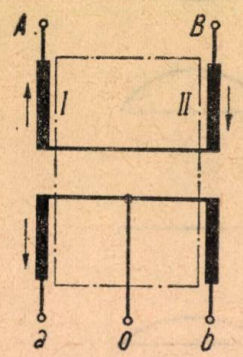


Fig. 6.

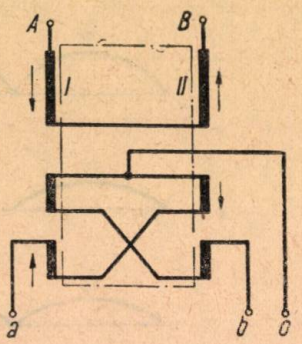


Fig. 7.

se arată că pe coloana *II* amperspirele primare nu sînt compensate în timpul semiperioadei cînd trece curent prin înfășurarea O—*a*. Acest lucru este eliminat prin divizarea înfășurării secundare în patru bobine și conectarea lor în diagonală (fig. 7) sau executarea înfășurării primare în două bobine conectate în paralel (fig. 8).

3.2. *Redresorul bifazat cu inductanță infinită în circuitul de curent continuu.* In cazul cînd inductanța în circuitul de curent continuu este foarte mare astfel că se poate considera practic infinită, curentul continuu este complet filtrat, iar valoarea lui este constantă în decursul unei perioade. Fig. 9 indică schema

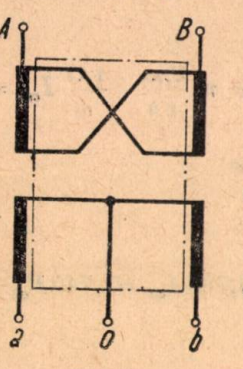


Fig. 8.

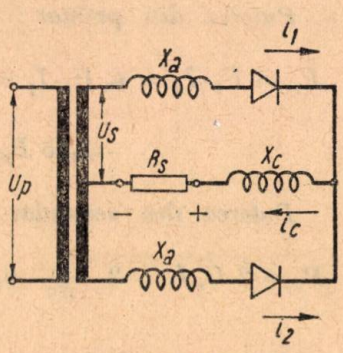


Fig. 9.

redresorului. Din cauza prezenței inductanței în circuitul de curent continuu, stabilirea și întreruperea curenților i_1 și i_2 se produce după curbe ca în fig. 10, astfel că durata de conducție a unui ventil este mai mare de π și pe o durată unghiulară s are loc conducția ambelor ventile. Observăm din fig. 9 că:

$$I_c = i_c = i_1 + i_2 \qquad (51)$$

Cum i_c are valoare constantă chiar în timpul comutației de durata s, rezultă că trecerea curentului i_c nu produce nici o cădere de ten-

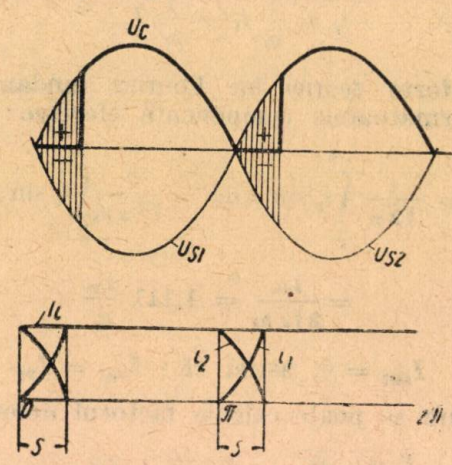


Fig. 10.

siune inductivă în reactanța X_c. Astfel că pentru durata comutației se poate scrie:

$$\sqrt{2}\ U_s \sin x = R\, i_c + X_a \frac{di_1}{dx} \qquad (52)$$

$$\sqrt{2}\ U_s \sin x = R\, i_c + X_a \frac{di_2}{dx}\cdot \qquad (53)$$

Din relațiile (51), (52) și (53) rezultă:

$$2\sqrt{2}\ U_s \sin x = X_a \frac{d}{dx}(i_1 - i_2)\cdot \qquad (54)$$

Punînd condițiile (fig. 10) ca $(i_1)_{x=0} = 0$

$$(i_1)_{x=s} = I_c,\ (i_2)_{x=0} = I_c,\ (i_2)_{x=s} = 0,$$

din relațiile (51) și (54) rezultă valori pentru i_1, i_2, și I_c după cum urmează:

$$i_1 = \frac{1 - \cos x}{1 - \cos s} I_c \qquad (55)$$

$$i_2 = \frac{\cos x - \cos s}{1 - \cos s} I_c \qquad (56)$$

$$I_c = \frac{\sqrt{2}\,U_s}{X_a}(1 - \cos s) = I_{cm}\cdot \qquad (57)$$

Pentru determinarea valorii medii a tensiunii redresate pe durata comutației sînt valabile relațiile:

$$u_c = u_s - X_a \frac{di_1}{dx}\ , \qquad (58)$$

$$u_c = -u_s - X_a \frac{di_2}{dx}\ , \qquad (59)$$

deoarece în reactanța X_s curentul este constant și deci nu există cădere de tensiune inductivă.

Se presupune că rectanța X_s nu are rezistență pură. Din relațiile (58) și (59) rezultă :

$$u_c = \frac{u_s - u_s}{2} - X_a \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x}(i_1 + i_2).$$

Dar cum $i_1 + i_2 = I_c$ rezultă că $u_c = 0$,. adică în timpul comutației tensiunea continuă este nulă.

Valoarea medie a tensiunii se obține ținînd seama de relația (58) și integrînd între limitele 0 și π :

$$U_{cm} = \frac{1}{\pi}\int_0^s \left(u_s - X_a \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}x}\right)\mathrm{d}x + \frac{1}{\pi}\int_s^\pi u_s \mathrm{d}x =$$

$$= \frac{2\sqrt{2}\,U_s}{\pi} - \frac{X_a I_{cm}}{\pi} = U_{cm0} - \Delta U_x.$$

Valoarea lui ΔU_x se poate indica în funcție de tensiunea de scurtcircuit a transformatorului. Astfel pierderea de tensiune medie ΔU_x se raportează la tensiunea medie de mers în gol U_{cm0} și se obține pierderea de tensiune relativă :

$$\delta u_x = \frac{\Delta U_x}{U_{cm0}} = \frac{X_a I_{cm}}{2\sqrt{2}U_s}. \qquad (61)$$

Tensiunea de scurtcircuit este dată de relația :

$$u_{sc} = \frac{X_a I_{cm}}{U_s}. \qquad (62)$$

Pierderea de tensiune datorită comutației rezultă :

$$\delta u_x = u_{sc} \frac{1}{2\sqrt{2}}. \qquad (63)$$

Tensiunea medie redresată se poate indica și în funcție de unghiul de suprapunere s :

$$U_{am} = \frac{\sqrt{2}\,U_s}{\pi}\int \sin x \,\mathrm{d}x = \frac{U_{cm0}}{2}(1 + \cos s). \qquad (64)$$

De asemenea pierderea de tensiune relativă datorită comutației se poate indica în funcție de unghiul de suprapunere s :

$$\delta u_x = \frac{U_{cm} - U_{cm0}}{U_{cm0}} = \frac{1 - \cos s}{2}. \qquad (65)$$

In studiul de pînă acum al redresorului cu inductanță infinită în circuitul de curent continuu s-a făcut abstracție de rezistențe (neinductive), iar X_a are semnificația unei reactanțe de dispersie aparținînd transformatorului.

3.3. *Calculul simplificat.* Un calcul simplificat pentru puterile din primarul și secundarul transformatorului se obține considerînd unda de curent un dreptunghi și undele de tensiune fără distorsiuni din cauza suprapunerii. Fig. 11 indică diagramele corespunzătoare. In acest caz rezultă :

curentul secundar :

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^\pi I_{cm}^2 \,\mathrm{d}x} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}}. \qquad (66)$$

curentul primar :

$$I_p = \frac{1}{n_t} I_{cm}, \qquad (67)$$

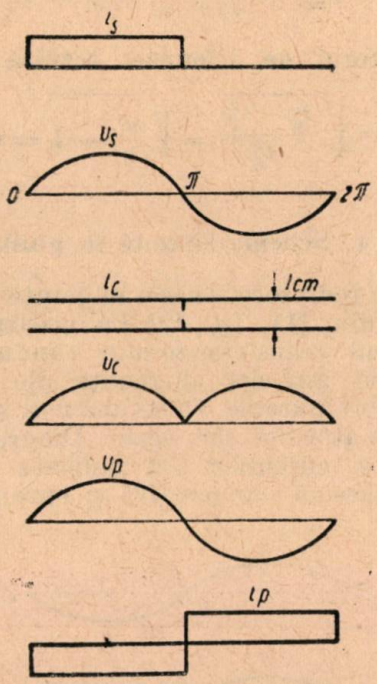


Fig. 11.

tensiunea primară :

$$U_p = n_t \quad U_s = n_t \frac{\pi U_{cm0}}{2\sqrt{2}}, \qquad (68)$$

puterea din secundar :

$$P_s = 2\, U_s \cdot I_s = 2 \cdot \frac{\pi U_{cm}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}} = 1{,}57\, P_{cc} \qquad (69)$$

puterea din primar :

$$P_p = n_t \frac{\pi U_{cm0}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{n_t} I_{cm} = 1{,}11\, P_{cc} \qquad (70)$$

puterea medie :

$$P_m = \frac{P_s + P_p}{2} = \frac{1{,}57 + 1{,}11}{2} P_{cc} = 1{,}37\, P_{cc}. \qquad (71)$$

raportul de transformare al curenților:

$$n_c = \frac{I_s}{I_p} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}} : \frac{I_{cm}}{n_t} = \frac{n_t}{\sqrt{2}}. \qquad (72)$$

3.4. *Factorul deformat.* Fundamentala are următoarele componente efective:

$$I_{pw1} = \frac{1}{\sqrt{2}\pi}\int_0^{2\pi} i_p \sin x \, dx = \frac{1}{n_t\sqrt{2}\pi}\left[\int_0^{\pi} I_{cm}\sin x dx - \int_0^{2\pi} I_{cm}\sin x \, dx\right]$$

$$I_{pw1} = \frac{4}{\sqrt{2}\pi}\frac{I_{cm}}{n_t} \; I_{pdw1} = 0,$$

Factorul de deformare rezultă:

$$f_d = \sqrt{\frac{I_p^2 - I_{p1}^2}{I_{p1}^2}} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 0,482$$

4. Schema bifazată în punte

Pentru redresorul bifazat în punte s-a indicat schema din [11, fig. 12] La această schemă secundarul transformatorului conduce curent în timpul ambelor alternanțe ale perioadei. Ca rezultat puterile din secundarul și primarul transformatorului sînt egale. Diagramele tensiunilor și curenților sînt indicate în fig. 12 pentru sarcină pur rezistivă și curent nefiltrat

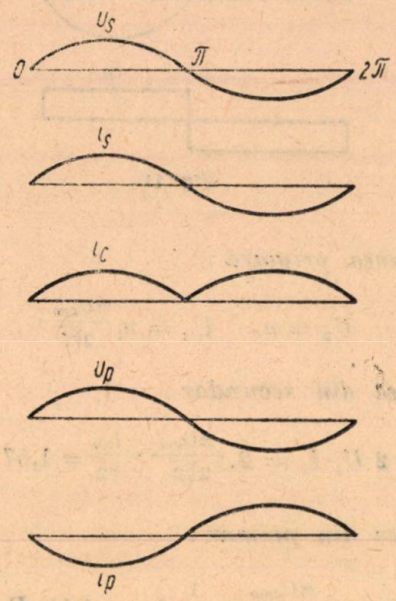


Fig. 12.

și în fig. 13 pentru sarcină rezistivă cu curent filtrat de o reactanță practic infinită. Pentru ambele cazuri s-a adoptat forma simplificatoare, adică s-a neglijat suprapunerea, iar în cazul filtrării curentului cu reactanță inductivă infinită s-a considerat unda de curent dreptunghiulară.

4.1. *Curent nefiltrat* (fig. 12). Pentru această situație tensiunea continuă medie este dată de relația [11,2], iar curentul mediu este:

$$I_{cm} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_s \qquad (73)$$

Curentul primar rezultă:

$$I_p = \frac{2}{n_t} I_s. \qquad (74)$$

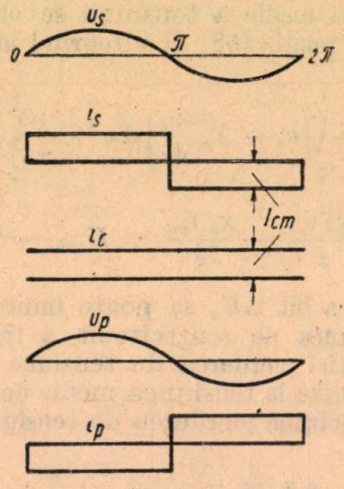


Fig. 13.

Cu aceste elemente cunoscute se calculează: Puterea din secundar:

$$P_s = 2U_s I_s = 2\frac{\pi U_{cmo}}{4\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi I_{cm}}{2\sqrt{2}} = \frac{\pi^2}{8} P_{co}. \qquad (75)$$

Puterea din primar:

$$P_p = U_p I_p = 2\, U_s n_t \frac{I_s}{n_t} = \frac{\pi^2}{8} P_{co}. \qquad (76)$$

Iar puterea medie:

$$P_m = P_p = P_s = \frac{\pi^2}{8} P_{co} = 1,23\, P_{co}. \qquad (77)$$

Raportul de transformare al curenților:

$$n_c = n_t = \frac{U_p}{2U_s}. \qquad (78)$$

4.2. *Curentul filtrat de o reactanță infinită* (fig. 13) In acest caz păstrînd notațiile obișnuite, elementele de calcul sînt:

$$I_s = I_{cm}; \quad I_p = \frac{I_s}{n_t}$$

$$P_s = 2\, U_s I_s = 2\frac{\pi U_{cmo}}{4\sqrt{2}} I_{cm} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} P_{co} \qquad (79)$$

$$P_p = P_s = P_m = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} P_{co} = 1,11\; P_{co}. \qquad (80)$$

Comparînd relațiile (77) (80) constatăm că filtrarea curentului atrage după sine micșorarea puterii de tip a transformatorului.

5. Scheme trifazate

5.1. *Relații generale.* Conexiunea trifazată a redresorului este indicată în [11, fig. 1] unde s-a reprezentat în mod general secundarul transformatorului de redresor cu p faze și punct median. In cazul de față $p = 3$. In mod particular secundarul poate avea conexiunea zig-zag sau stea astfel că pentru transformatori sînt uzuale schemele: stea/stea, stea zig-zag și triunghi stea.

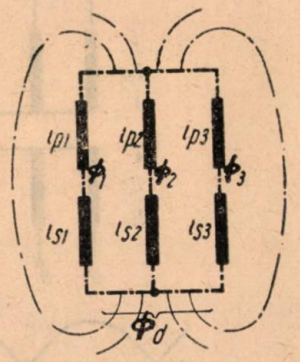


Fig. 14.

Pentru determinarea curenților *) din înfășurarea primară în funcție de curenții din înfășurarea secundară, ne referim la fig. 14, care reprezintă schematic un transformator trifazat, pentru care se fac următoarele notații:

i_{p1}, i_{p2}, i_{p3} — curenții primari din bobinaj pe fazele 1, 2, 3;

i_{s1}, i_{s2}, i_{s3} — curenții secundari din bobinaj pe zele 1, 2, 3;

Φ_1, Φ_2, Φ_3 — fluxurile în coloanele 1, 2, 3;

Φ_d — fluxul de dispersiune rezultant;

$n = \frac{n_p}{n_s}$ — raportul de transformare egal cu raportul numărului de spire din primar și secundar;

R — reluctanța corespunzătoare fluxului Φ_1 sau Φ_2 sau Φ_3;

R_d — reluctanța corespunzătoare fluxului Φ_d.

Cu notațiile menționate se scrie legea circulației pentru trei circuite magnetice:

$$R\Phi_1 + R_d\Phi_d = 0{,}4\,\pi\, n_p\left(i_{p1} - \frac{1}{n}\,i_{s1}\right)$$

$$R\,\Phi_2 + R_d\Phi_d = 0{,}4\,\pi\, n_p\left(i_{p2} - \frac{1}{n}\,i_{s2}\right) \qquad (81)$$

$$R\,\Phi_3 + R_d\,\Phi_d = 0{,}4\,\pi\; n_p\left(i_{p3} - \frac{i_{s3}}{n}\right)$$

Se observă că $\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 = \Phi_d$ astfel că prin adunarea relațiilor (81) se obține:

$$\Phi_d = \frac{0{,}4\pi n_p}{R + 3R_d}\sum_{k=1}^{k=3}\left(i_{pk} - \frac{1}{n}\,i_{sk}\right).$$

Inlocuind această valoare în relațiile (81) se obțin valori pentru fluxurile din coloane:

$$\Phi_1 = \frac{0{,}4\pi n_p}{R}\left[i_{pi} - \frac{1}{n}\,i_{si} - \frac{R_d}{R + 3R_d}\times\right.$$
$$\left.\times\sum_{k=1}^{k=3}\left(i_{pk} - \frac{1}{n}\,i_{sk}\right)\right] \qquad (82)$$

în care $i = 1, 2, 3$.

Tensiunile din primar sînt:

$$u_{pi} = n_p\cdot 10^{-8}\,\omega\,\frac{d\Phi i}{dx}\;;\quad \text{în care } i = 1, 2, 3 \qquad (83)$$

sau notînd reactanța de mers în gol:

$$X_o = \frac{0{,}4\pi\,\omega n_p^2\,10^{-8}}{R}$$

se obține:

$$u_{pi} = X_0\,\frac{d}{dx}\left[i_{pi} - \frac{1}{n}\,i_{si} - \frac{R_d}{R + 3R_d}\times\right.$$
$$\left.\times\sum_{k=1}^{k=3}\left(1_{pk} - \frac{1}{n}\,i_{sk}\right)\right]. \qquad (84)$$

Cînd R tinde către 0, X_0 tinde către ∞ și cum u_{pi} este o mărime finită din relația (84) rezultă:

$$i_{pi} - \frac{1}{3}\sum_{k=1}^{k=3} i_{pk} + C_i = \frac{1}{n}\left(i_{si} - \frac{1}{3}\sum_{k=1}^{k=3} i_{sk}\right). \qquad (85)$$

Constanta C_i are semnificație numai la o sarcină nesimetrică.

La o sarcină simetrică adică $i_1(x) = i_2\left(x + \frac{2\pi}{3}\right) = i_3\left(x + \frac{4\pi}{3}\right)$ avem $C_i = 0$.

Inafară de relația (85) pentru determinarea curenților i_{pi} se folosește relația (16).

La conexiunea primarului transformatorului în stea, rezultă că $\sum_{k=1}^{k=3} i_{pk} = 0$, astfel că din relația (85) se obține:

$$i_{pi} = \frac{1}{n}\left(i_{si} - \frac{1}{3}\sum_{k=1}^{k=3} i_{sk}\right). \qquad (86)$$

Pentru conexiunea transformatorului în triunghi rezultă că $\sum_{k=1}^{k=3} u_{pk} = 0$. Astfel plecînd de la relația (84) se obține:

$$\left(\sum_{k=1}^{k=3} i_{pk} - \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{k=3} i_{sk}\right)\left(1 - 3\,\frac{R_d}{R + 3R_d}\right) =$$
$$= \text{constant} \qquad (87)$$

sau

$$\sum_{k=1}^{k=3} i_{pk} = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{k=3} i_{sk} - 3\alpha\,.$$

*) *A. Glaser* u. *Müller Lübeck*: Einführung in die Theorie der Stromrichter, Springer-Berlin, 1935 pag. 169.

S-a notat cu α constanta a cărei valoare se va determina din condiția de alternativitate a curentului primar. In relația (85) se înlocuiește valoarea $\sum_{k=1}^{k=3} i_{pk}$ dată de relația (87) și se obține :

$$i_{pi} + \alpha = \frac{1}{n} i_{si}; \quad i = 1, 2, 3 \qquad (88)$$

sau :

$$\sum_{k=1}^{k=3} i_{pk} + 3\alpha = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^{k=3} i_{sk}. \qquad (89)$$

Inmulțind cu dx și integrînd între limitele 0 și 2π se obține

$$\alpha = \frac{1}{6\pi n} \int_0^{2\pi} \sum_{k=1}^{k=3} i_{sk}\, dx. \qquad (90)$$

Valoarea lui α astfel determinată, se introduce în relația (88) și se obține :

$$i_{pi} = \frac{1}{n}\left(i_{si} - \frac{1}{6\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{k=1}^{k=3} i_{sk}\, dx\right). \qquad (91)$$

Rezumînd, relația (86) indică valoarea curentului primar pentru conexiunea transformatorului în stea (la primar) iar relația (91) indică curentul primar pentru conexiunea în triunghi.

Pentru a aplica relația (86) se observă că, la conexiunea în stea $\sum_{k=1}^{k=3} i_{sk} = i_c$ (curentul continuu), astfel că relația (86) se transformă în :

$$I_{pi} = \frac{1}{n}\left(i_{si} - \frac{1}{3} i_c\right). \qquad (92)$$

Pentru a aplica relația (91) observăm că $\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{k=1}^{k=3} i_{sk}\, dx = I_{cm}$ valoarea medie a curentului continuu, astfel că relația (91) se transformă în :

$$i_{pi} = \frac{1}{n}\left(i_{si} - \frac{1}{3} I_{cm}\right). \qquad (93)$$

Cînd conexiunea secundară este în zig-zag $\sum_{k=3}^{k=1} i_{sk} = 0$ și ca urmare indiferent dacă primarul este în stea (relația 80) sau în triunghi (relația 91) curentul primar rezultă :

$$i_{p1} = \frac{1}{n} i_{si}, \qquad (94)$$

unde i_{si} reprezintă diferența curenților secundari din cele două bobine secundare, care se găsesc pe aceeași coloană.

5.2. *Conexiunea stea/stea* Pentru determinarea puterilor din primarul și secundarul transformatorului, se admite pentru curentul redresat pe fiecare fază o formă dreptunghiulară și se face abstracție de suprapunere. In acest caz, fig. 15 indică diagramele de curenți

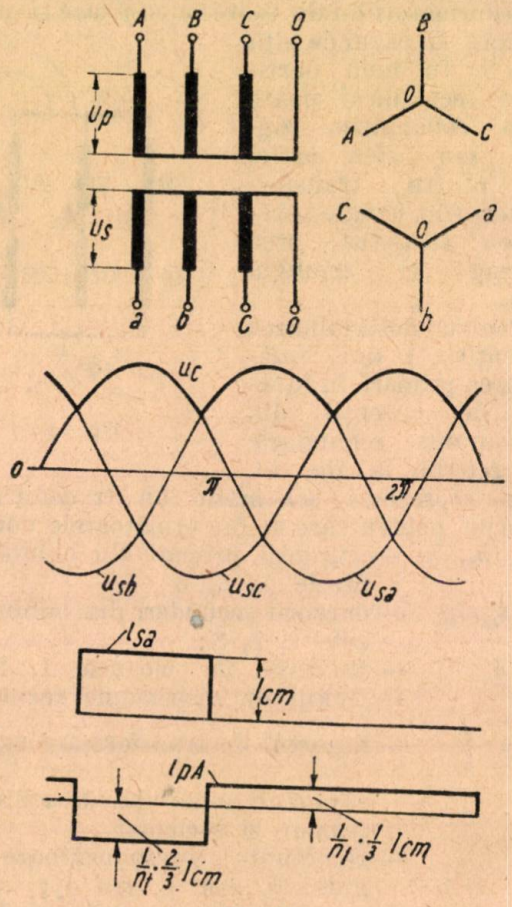


Fig. 15.

și tensiuni. La stabilirea diagramelor s-a folosit relația (92). Observăm în relația menționată că : $i_c = i_{s1} = I_{cm}$ pentru un interval de $\frac{2\pi}{3}$ și $i_c = 0$ pentru un interval de $\frac{4\pi}{3}$. Curentul efectiv din secundar rezultă :

$$I_s = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_{cm}^2\, dx = \frac{I_{cm}}{\sqrt{3}}. \qquad (95)$$

Curentul efectiv din primarul transformatorului rezultă :

$$I_p = \sqrt{\frac{1}{2\pi n_t^2}\left[\left(\frac{4}{9}\right) \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_{cm}^2 dx + \frac{1}{9} \int_0^{\frac{4\pi}{3}} I_{cm}^2\, dx\right]} =$$

$$= \frac{1}{n_t} \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} I_{cm}. \qquad (96)$$

Tensiunea medie redresată, din relația [11,2] rezultă :

$$U_{cmo} = 1{,}17\ U_s.$$

Puterea în secundar :

$$P_s = 3\ \frac{U_{cmo}}{1{,}17} \cdot \frac{I_{cm}}{1{,}73} = 1{,}48\ P_{co}$$

Puterea în primar :

$$P_p = 3 \cdot n_t \frac{U_{cmo}}{1{,}17} \cdot \frac{1}{n_t} \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} I_{cm} = 1{,}21\ P_{co}. \quad (98)$$

Puterea medie ;

$$P_m = \frac{1{,}43 + 1{,}21}{2}\ P_{co} = 1{,}345\ P_{co} \quad (99)$$

Raportul de transformare al curenților :

$$n_c = \frac{I_{cm}}{\sqrt{3}} \cdot n_t \frac{3}{\sqrt{2}} = 1{,}23\ n_t. \quad (100)$$

Factorul deformant. Fundamentala are următoarele componente efective :

$$I_{p\omega 1} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_p \sin x\, dx = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}\,\pi n_t}\left[- \right.$$

$$\left. - \frac{1}{3}\int_0^{\frac{\pi}{6}} \sin x\, dx + \frac{2}{3}\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{3\pi}{6}} \sin x\, dx - \frac{1}{3}\int_{\frac{5\pi}{6}}^{2\pi} \sin x\, dx \right] =$$

$$= 0{,}39\ \frac{I_{cm}}{n_t};\ I_{pd\omega 1} = 0.$$

Factorul deformant rezultă :

$$f_d = \sqrt{\frac{I_p^2 - I_p^2}{I_{p1}^2}} = \sqrt{\left(\frac{0{,}47}{0{,}39}\right)^2 - 1} = 0{,}671$$

Observații asupra disimetriei încărcării transformatorului. Din diagrama curenților din secundar (fig. 15) rezultă că în orice moment numai o fază a secundarului este încărcată, însă în decurs de $x = 2\pi$ sarcina trece pe rînd la fiecare din cele 3 faze. In ceea ce privește curentul din primarul transformatorului observăm că pentru fiecare din cele trei coloane rămîn necompensate $\frac{1}{n_t} \cdot \frac{i_c}{3}$ amperspire, ca urmare a neegalității dintre amperspirele primare și cele secundare. Amperspirele necompensate au același sens pe cele trei coloane, lucru care provoacă un flux de dispersiune puternic (mai ales din jugul transformatorului) Ca urmare apar atît pierderi suplimentare în fier cît și o pierdere de tensiune suplimentară. In această situație fluxul de dispersie are același efect cu o bobină de inducție plasată în circuitul de curent continuu.

Pierderile suplimentare în fier apar ca o consecință a amperspirelor necompensate, care în cazul unei sarcini rezistive și fără filtraj pentru curent continuu, sînt amperspire pulsatorii. Fig. 16 indică diagrama curenților, în cazul sarcinii pur rezisitive, cu filtraj nul pentru curent și $n_t = 1$. Din motivele menționate conexiunea stea/stea nu se recomandă pentru schemele de redresoare trifazate.

5.3. *Conexiunea triunghi/stea.* Pentru stabilirea relațiilor principale admitem forma dreptunghiulară a curentului și facem abstracție

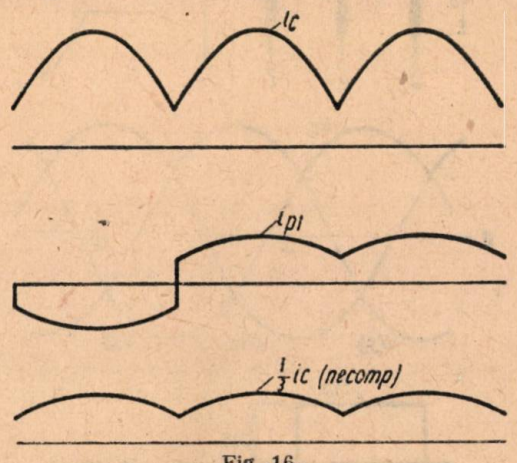


Fig. 16.

de suprapunere. In acest caz cu notațiile din fig. 17 și folosind relația (93) obținem pentru fiecare fază aceleași relații ca la conexiunea stea/stea, adică :

$$I_s = \frac{I_{cm}}{\sqrt{3}} \quad (95)$$

$$I_p = \frac{1}{n_t} \cdot \frac{\sqrt{2}}{3}\ I_{cm}. \quad (96)$$

$$U_{cmo} = 1{,}17\,U_s \quad (11{,}2)$$

$$P_s = 1{,}48\ P_{co} \quad (97)$$

$$P_p = 1{,}21\ P_{co} \quad (98)$$

$$P_m = 1{,}345\ P_{co} \quad (99)$$

$$n_c = 1{,}25\ n_t \quad (100)$$

Factorul deformant. Pentru calculul factorului deformant este necesar să determinăm forma și valoarea efectivă a curentului absorbit de la rețea. Pentru obținerea formei curentului de la rețea (i_r) însumăm curenții pe fază (i_{pA}—i_{pB}) operație indicată în fig. 17 Se obține astfel un curent alternativ de formă dreptunghiulară, de valoare maximă egală cu curentul mediu redresat, pentru $n_t = 1$.

Curentul absorbit de la rețea are următoarele componente :

$$I_{\omega 1} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}\,\pi n_t}\left(\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sin x\, dx - \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{3\pi}{2}} \sin x\, dx\right) = \frac{3\sqrt{3}\ I_{cm}}{2\sqrt{2}\,\pi n_t}$$

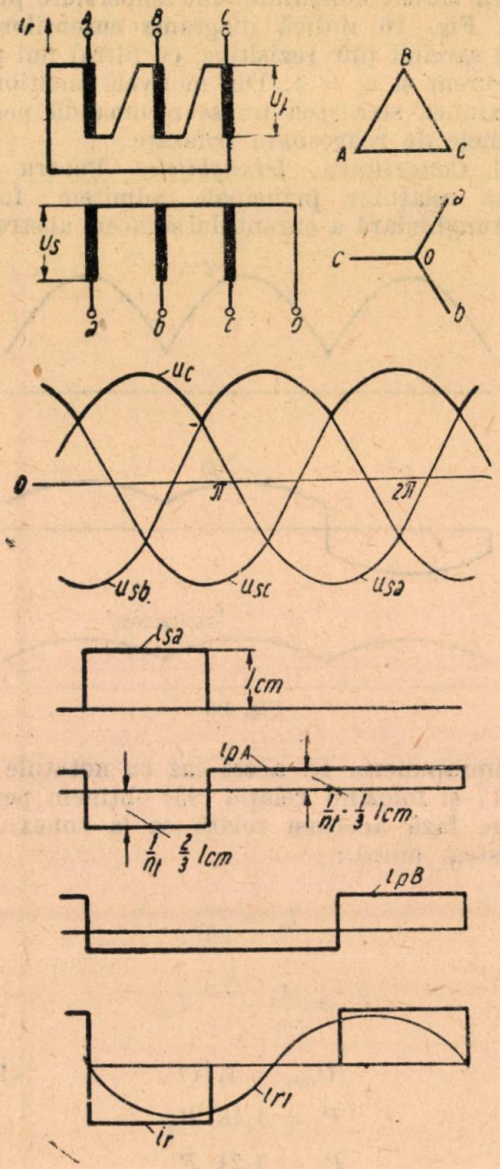


Fig. 17.

$$I_{dw1} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}\,\pi n_t}\left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \cos x\,dx - \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{3\pi}{2}} \cos x\,dx\right] = \frac{3\,I_{cm}}{2\sqrt{2}\,n_t\pi}$$

Unda fundamentală de curent are următoarea valoare efectivă:

$$I_1 = \sqrt{I_{w1}^2 + I_{dw1}^2} = 0{,}676\,\frac{I_{cm}}{n_t}.$$

Decalajul undei fundamentale de curent este de 30° şi rezultă din:

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = \frac{I_{1dw}}{I_{1w}} = \frac{1}{\sqrt{3}} : \varphi_1 = \frac{\pi}{6}.$$

Valoarea efectivă a curentului absorbit de la reţea este:

$$I_r = \sqrt{\frac{2}{2\pi n_t^2}\int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_{cm}^2\,dx} = 0{,}817\,\frac{I_{cm}}{n_t}. \quad (101)$$

Factorul deformant rezultă:

$$f_d = \sqrt{\frac{I_r^2 - I_{r1}^2}{I_{r1}^2}} = \sqrt{\frac{(0{,}817)^2}{(0{,}676)} - 1} = 0{,}678$$

Observaţie asupra fluxului rezultant din jug. La conexiunea triunghi/stea, chiar în cazul sarcinii pur rezistive şi a curentului nefiltrat nu apar pierderi suplimentare de tensiune deoarece amperspirele în surplus rămîn constante pe coloană pe durata $x = 2\pi$, aşa cum arată relaţia (93) şi fig. 18 construită pentru

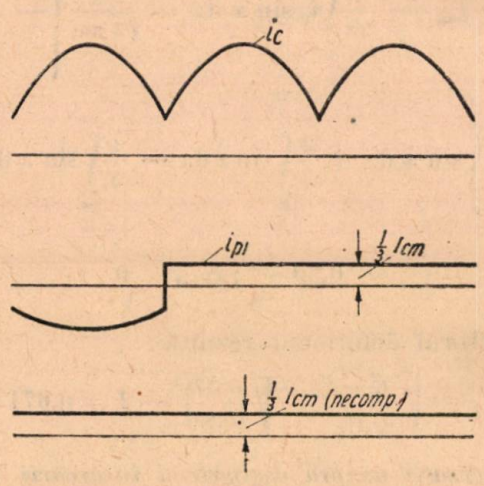


Fig. 18.

$n = 1$. Deşi în acest caz fluxul din jug nu este nul, totuşi întrucît îşi păstrează o valoare constantă el nu produce pierderi în fier suplimentare sau o cădere de tensiune suplimentară.

5.4. *Conexiunea stea/zig-zag.* Făcînd aceleaşi ipoteze simplificatoare ca la conexiunea stea/stea se obţine:

$$I_s = \frac{I_{cm}}{\sqrt{3}}. \quad (95)$$

Pentru explicitarea relaţiei (94) care indică valoarea instantanee a curentului din primar, observăm că raportul de transformare al tensiunilor (n_t) diferă de raportul numărului de spire n. Cu notaţiile din fig. 19 rezultă:

$$\frac{U_p}{U_s} = \frac{W_p}{\sqrt{3}\,w_s} \text{ sau } n_t = \frac{n}{\sqrt{3}}. \quad (102)$$

Relația (94) conform cu notațiile din fig. 19 conduce la:

$$i_p = \frac{I}{n_t} \cdot \frac{I_{s1}}{\sqrt{3}} \quad *) \qquad (103)$$

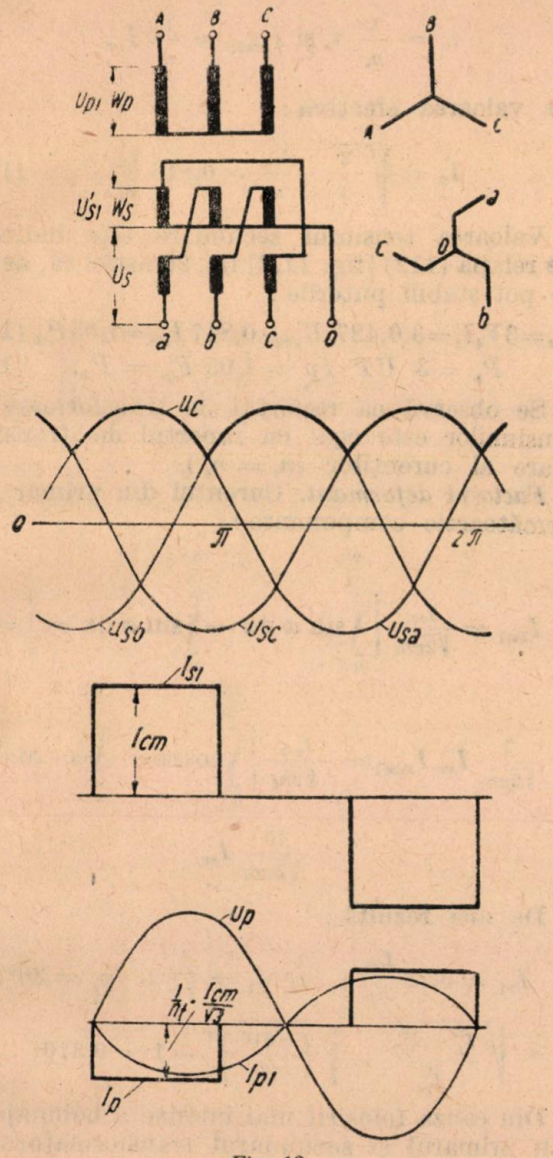


Fig. 19.

De aici rezultă valoarea maximă a curentului primar:

$$I_{pmax} = \frac{1}{n_t} \cdot \frac{I_{cm}}{\sqrt{3}}. \qquad (104)$$

Și valoarea efectivă:

$$I_p = \sqrt{\frac{2}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{I_{cm}}{n_t\sqrt{3}}\right)^2 \mathrm{d}x} = \frac{1}{n_t} \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} \times$$

$$\times\ I_{cm} = 0{,}47\ \frac{I_{cm}}{n_t}. \qquad (105)$$

*) Cu i_{s1} s-a notat curentul secundar (amperspirele secundare) pe coloana *I*.

Puterile caracteristice sînt:

$$P_s = 6\ U_s' I_s = 6 \cdot \frac{U_s}{3} I_s = 1{,}71\ P_{cc} \qquad (106)$$

$$P_p = 3\ U_p\ I_p = 1{,}21\ P_{cc} \qquad (107)$$

$$P_m = \frac{P_s + P_p}{2} = 1{,}46\ P_{cc}. \qquad (108)$$

Raportul de transformare al curenților

$$n_c = \frac{I_s}{I_p} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot n_t. \qquad (109)$$

Factorul deformant. Curentul absorbit de la rețea are următoarele componente:

$$I_{pw1} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{3}\ n_t\ \sqrt{2\pi}}\left[\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \sin x\,\mathrm{d}x - \int_{\frac{4\pi}{3}}^{2\pi} \sin x\,\mathrm{d}x\right] =$$

$$= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{I_{cm}}{n_t} = 0{,}39\ \frac{I_{cm}}{n_t}.$$

$$I_{pdw1} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{3}\ n_t\ \sqrt{2\pi}}\left[\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \cos \mathrm{d}x\,x - \int_{\frac{4\pi}{3}}^{2\pi} \cos x\,\mathrm{d}x\right] = 0$$

de unde rezultă:

$$I_{p1} = 0{,}39\ \frac{I_{cm}}{n_t},$$

iar factorul deformant:

$$f_d = \sqrt{\frac{I_p^2 - I_{p1}^2}{I_{p1}^2}} = \sqrt{\left(\frac{0{,}47}{0{,}39}\right)^2 - 1} = 0{,}675.$$

Observație asupra compensării amperspirelor primare și secundare. La conexiunea stea/zigzag amperspirele pe coloană sînt compensate în permanență, deoarece o sarcină monofazică (exemplu între a și 0 fig. 19) produce circulația curentului în înfășurări situate pe două coloane

5.5 *Schema trifazată în punte.* In fig. 20 s-a indicat schema trifazată în punte, diagrama curenților, a tensiunilor și durata de conducție a ventilelor. Se observă că simultan conduc în permanență două ventile. Tensiunea continuă este indicată în fig. 20 prin u_c. Făcînd aceleași ipoteze simplificatoare (curent secundar de formă dreptunghiulară, fără suprapunere) se constată că amperspirele primare și secundare se compensează complet pe fiecare coloană și ca urmare și forma curentului din primar este aceeași cu forma curentului din secundar.

In aceste condiții se determină puterile caracteristice ale transformatorului, după cum urmează:

Valoarea eficace a curentului secundar:

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_{cm}^2\,dx} = \sqrt{\frac{2}{3}}\,I_{cm}. \qquad 110$$

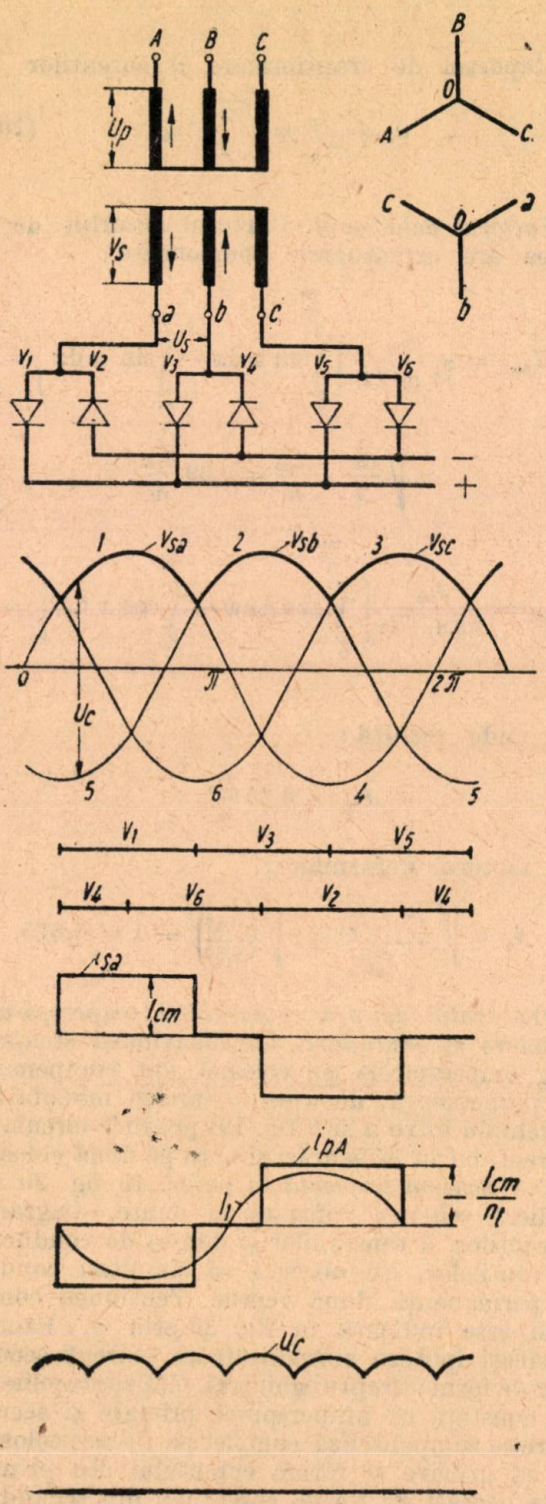


Fig. 20.

Pentru determinarea formei curentului din primar aplicăm relația (56) însă observăm din fig. 3 că $\sum_{k=1}^{k=3} i_{sk} = 0$, deci:

$$i_p = \frac{1}{n_t}\,i_s \text{ și } I_{pmax} = \frac{1}{n_t}\,I_{cm},$$

iar valoarea efectivă:

$$I_p = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{I_{cm}}{n_t} = 0{,}816\,\frac{I_{cm}}{n_t}. \qquad (111)$$

Valoarea tensiunii secundare este indicată de relația (112) [fig. 11,2] fig. 20 astfel că, acum se pot stabili puterile:

$$P_s = 3V_sI_s = 3.0{,}427\,U_{cmo}\cdot 0{,}817\,I_{cm} = 1{,}05P_{co} \qquad (112)$$

$$P_p = 3\,UP\,Ip = 1{,}05\,P_{co} = P_m. \qquad (113)$$

Se observă că raportul de transformare al tensiunilor este egal cu raportul de transformare al curenților ($n_t = n_c$).

Factorul deformant. Curentul din primar are următoarele componente:

$$I_{pw1} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2\pi}n_t}\left[\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \sin x\,dx - \int_{\pi}^{\frac{5\pi}{3}} \sin x\,dx = \right] =$$

$$= \frac{3}{\sqrt{2\pi}n_t}\,I_{cm}\,I_{pdw1} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}n_t}\left[\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \cos x\,dx - \int_{\pi}^{\frac{5\pi}{3}} \cos x\,dx\right] =$$

$$= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2\pi}n_t}\,I_{cm}$$

De aici rezultă:

$$I_{p1} = 0{,}78\,\frac{I_{cm}}{n_t}\;;\quad \operatorname{tg}\varphi_1 = \frac{1}{\sqrt{3}}\;;\quad \varphi_1 = 30^0.$$

$$f_d = \sqrt{\frac{I_p^2 - I_{p1}^2}{I_{p1}^2}} = \sqrt{\left(\frac{0{,}816}{0{,}78}\right)^2 - 1} = 0{,}316.$$

Din cauza folosirii mai intense a bobinajelor din primarul și secundarul transformatorului, ca și din cauza unui factor deformant mai mic decît la celelalte scheme trifazice, schema trifazică în punte are o largă răspîndire în special la redresori uscați.

6. Conexiuni hexafazate

6.1. *Conexiunea stea/stea dublă.* Secundarul transformatorului este format din două înfășurări trifazate decalate între ele cu 60°.

Punctele neutre ale celor două sisteme trifazice sînt unite împreună. Se formează astfel în secundarul transformatorului un sistem hexafazat de tensiuni.

Conducția pentru fiecare din cele șase faze are loc pe o durată de $\frac{2\pi}{6}$ din perioadă.

Schema conexiunii transformatorului este indicată în fig. 21 Curenții din primar se determină cu ajutorul relației (86). In fig. 22 s-a determinat pe baza relației (86) curenții (respectiv amperspirele) secundare, primare, amperspirele necompensate pe fiecare coloană și amperspirele de dispersiune rezultante. S-a considerat în acest scop curentul anodic filtrat de o inductanță de catodă practic infinită și $n_t = 1$

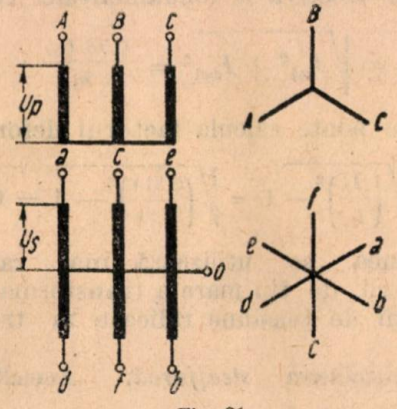


Fig. 21.

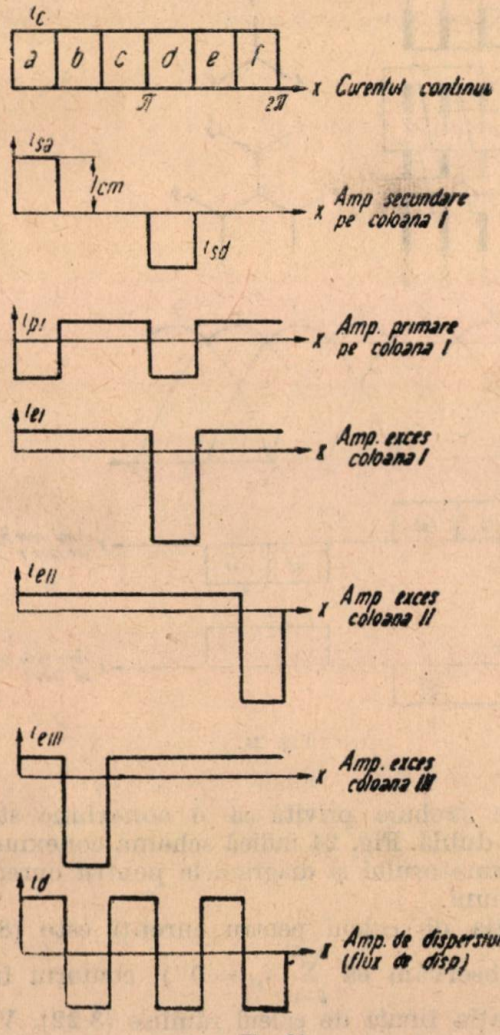


Fig. 22.

Se recunoaște în fig. 22 că amperspirele în exces (necompensate) pe fiecare din cele trei coloane, produc un flux de dispersiune de frecvență triplă față de frecvența de bază. Acest flux pulsatoric produce pierderi suplimentare în jugul transformatorului și o cădere

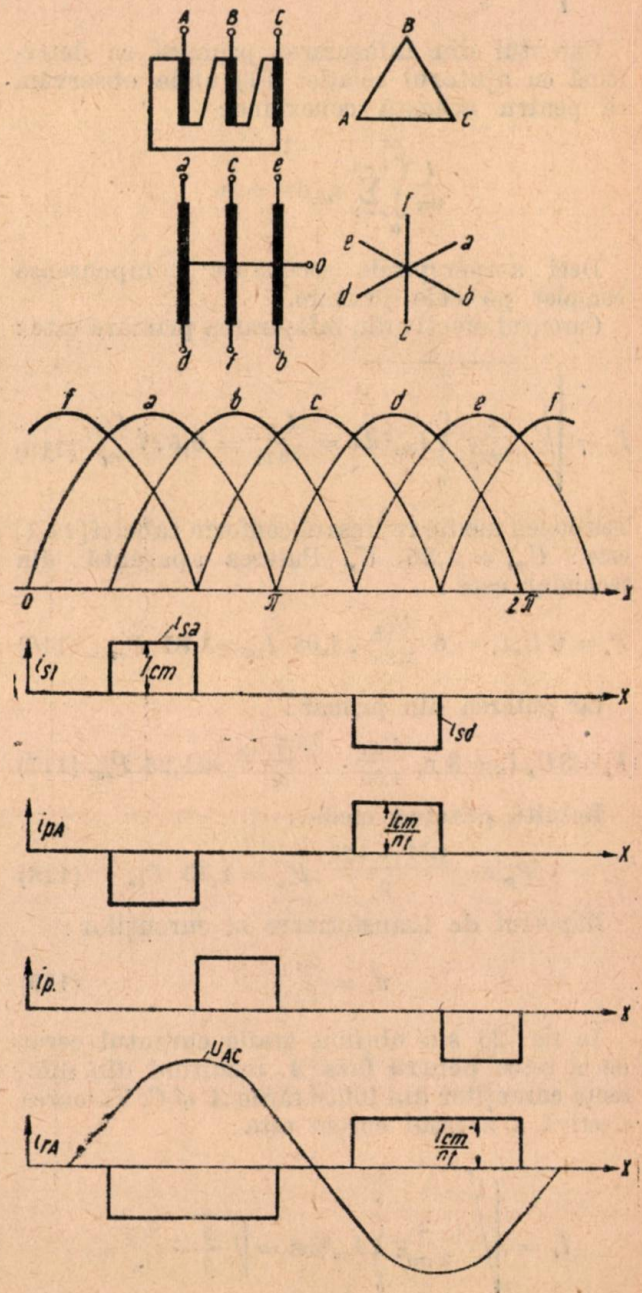


Fig. 23.

de tensiune suplimentară pe partea de curent continuu, din cauza lungirii perioadei de comutație, ca urmare a prezentei unei reactanțe sporite. Din cauzele menționate conexiunea stea dublă/stea nu are importanță practică.

6.1. *Conexiunea triunghi/stea dublă.* Această conexiune permite anularea amperspirelor pulsatorii din jugul transformatorului. Fig. 23 indică conexiunea și diagramele ten-

siunilor şi a curenţilor. Curentul efectiv din secundar este:

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{\pi}{3}} I_{cm}^2\,dx} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{6}} = 0{,}408\,I_{cm}. \quad (114)$$

Curentul din înfăşurarea primară se determină cu ajutorul relaţiei (91) unde observăm că pentru această conexiune:

$$\frac{I}{6\pi}\int_0^{2\pi}\sum_{k=1}^{k=3} i_{sk}\,dx = 0.$$

Deci amperspirele secundare compensează complet pe cele primare.

Curentul efectiv din înfăşurarea primară este:

$$I_p = \sqrt{\frac{2}{2\pi n_t^2}\int_0^{\frac{\pi}{3}} I_{cm}^2\,dx} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{3}\,n_t} = 0{,}577\,\frac{I_{cm}}{n_t}. \quad (115)$$

Tensiunea medie redresată conform tabelei [11,1] este: $U_{cm} = 1{,}35\ U_s$. Puterea aparentă din secundar este:

$$P_s = 6\,U_s I_s = 6\,\frac{U_{cm}}{1{,}35}\,,\ 4{,}08\ I_{cm} = 1{,}81\,P_{cc}. \quad (116)$$

Iar puterea din primar:

$$P_p = 3\,U_p I_p = 3\,n_t\,\frac{U_{cm}}{1{,}35}\cdot\frac{0{,}577\,I_{cm}}{n_t} = 1{,}28\,P_{cc}. \quad (117)$$

Rezultă puterea medie:

$$P_m = \frac{1{,}81 + 1{,}28}{2}\,P_{cc} = 1{,}55\,P_{cc} \quad (118)$$

Raportul de transformare al curenţilor:

$$n_c = \frac{n_t}{\sqrt{2}}. \quad (119)$$

In fig. 23 s-a obţinut grafic curentul cerut de la reţea pentru faza A, rezultînd din diferenţa curenţilor din înfăşurările A şi C. Valoarea efectivă a acestui curent este:

$$I_r = \sqrt{\frac{2}{2\,\pi n_t^2}\int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_{cm}^2 dx} = \sqrt{\frac{2}{3}}\cdot\frac{I_{cm}}{n_t} = 0{,}814\,\frac{I_{cm}}{n_t} \quad (120)$$

Factorul deformant. Fundamentala curentului absorbit de la reţea are următoarele componente efective:

$$I_{rw1} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}\pi n_t}\left[\int_{\frac{\pi}{8}}^{\pi}\sin x\,dx - \int_{\frac{4}{8}}^{2\pi}\sin x\,dx\right] = \frac{3\,I_{cm}}{\sqrt{2}\,n_t}$$

$$I_{rdw1} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}\pi n_t}\left[\int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi}\cos x\,dx - \int_{\frac{4}{3}}^{2\pi}\cos x\,dx\right] = \frac{\sqrt{3}\cdot I_{cm}}{\sqrt{2}\cdot n_t}.$$

Valoarea efectivă a fundamentalei rezultă:

$$I_r = \sqrt{I_{w1}^2 + I_{dw1}^2} = \frac{0{,}78\,I_{cm}}{n_t}.$$

Acum se poate calcula factorul deformant:

$$f_d = \sqrt{\left(\frac{I_r}{I_{r1}}\right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{0{,}814}{0{,}78}\right)^2 - 1} = 0{,}3$$

Conexiunea se utilizează mai rar din cauza puterii de tip mare a transformatorului şi a căderii de tensiune ridicate în transformator.

6.3 *Conexiunea stea/furcă.* Această conexiune trebuie privită ca o conexiune stea zig-zag dublă. Fig. 24 indică schema conexiunii transformatorului şi diagramele pentru curenţi şi tensiuni.

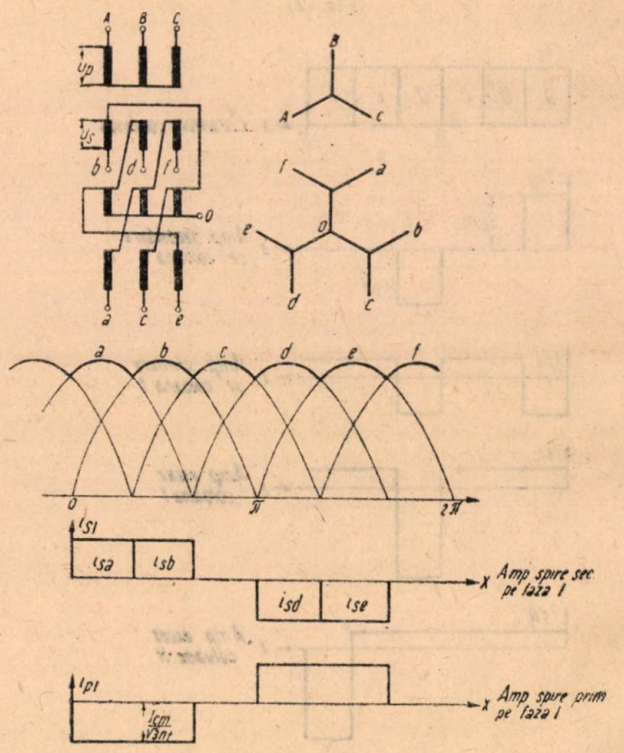


Fig. 24.

Relaţia de calcul pentru curenţi este (86) unde observăm că $\sum_{k=1}^{k=3} i_{sk} = 0$ *) conform fig. 24. Relaţia finală de calcul rămîne (3.22). Valorile de vîrf ale curenţilor sînt aceleaşi atît în înfăşurarea secundară interioară, cît şi în

*) In această relaţie I_{si} are semnificaţia amperspirelor secundare pe coloana I, cum s-a reprezentat în fig. 24.

cele două înfăşurări exterioare. Valorile efective diferă întrucît prin înfăşurarea interioară curentul are o durată de 120° în timp ce în înfăşurările exterioare durata este de 60°. In ipoteza formei dreptunghiulare de curent rezultă:

Curentul efectiv în înfăşurarea secundară exterioară:

$$I_{se} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{\pi}{3}} I_{cm}^2\, \mathrm{d}x} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{6}} = 0{,}408\, I_{cm}. \quad (121)$$

Curentul efectiv în înfăşurarea interioară secundară:

$$I_{si} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_{cm}^2\, \mathrm{d}x} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{3}} = 0{,}577\, I_{cm}. \quad (122)$$

Curentul efectiv din înfăşurarea primară:

$$I_p = \sqrt{\frac{2}{\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \frac{(I_{cm})^2}{3n_t}\, \mathrm{d}x} = \frac{\sqrt{2}\, I_{cm}}{3\, n_t} = 0{,}47\, \frac{I_{cm}}{n_t}. \quad (123)$$

Tensiunea secundară pe fază:
$U_{sf} = \sqrt{3}\, U_s$; iar în funcţie de tensiuneaa medie redresată

$$U_s = \frac{U_{cm}}{1{,}35 \cdot \sqrt{3}} = 0{,}427\, U_{cm} \quad (124)$$

Puterea din secundar:

$$P_s = U_s\,(6\, I_{se} + 3\, I_{si}) = 0{,}427\, U_{cm}$$
$$(6.0{,}408 + 3.0{,}577)\, I_{cm} = 1{,}79\, P_{co} \quad (125)$$

Puterea din primar;

$$P_p = 3\, U_p\, I_p = 3\, \sqrt{3}\, U_s\, \frac{\sqrt{2}\, I_{cm}}{3n_t} = 1{,}05\, P_{co}. \quad (126)$$

Puterea de tip (medie):

$$P_m = \frac{1{,}79 + 1{,}05}{2}\, P_{co} = 1{,}42\, P_m \quad (127)$$

Raportul de transformare al curenţilor, referindu-ne la cele două înfăşurări secundare, etc:

$$n_{ce} = 0{,}87\, n_t \quad (128)$$
$$n_{ci} = 1{,}03\, n_t \quad (129)$$

Factorul deformant pentru conexiunea stea/furcă. Fundamentala curentului din primar are următoarele componente:

$$I_{w1} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{3}\sqrt{2}\,\pi n_t}\left[\int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} \sin x\, \mathrm{d}x - \int_{\frac{4\pi}{3}}^{2\pi} \sin x\, \mathrm{d}x\right] =$$

$$= 0{,}391\, \frac{I_{cm}}{n_t}$$

$$I_{dw1} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{3}\sqrt{2}\,\pi n_t}\left[\int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} \cos x\, \mathrm{d}x - \int_{\frac{4\pi}{3}}^{2\pi} \cos x\, \mathrm{d}x\right] =$$

$$= -0{,}226\, \frac{I_{cm}}{n_t}$$

$$I_1 = \sqrt{0{,}391^2 + 0{,}226^2}\, \frac{I_{cm}}{n_t} = 0{,}45\, \frac{I_{cm}}{n_t}.$$

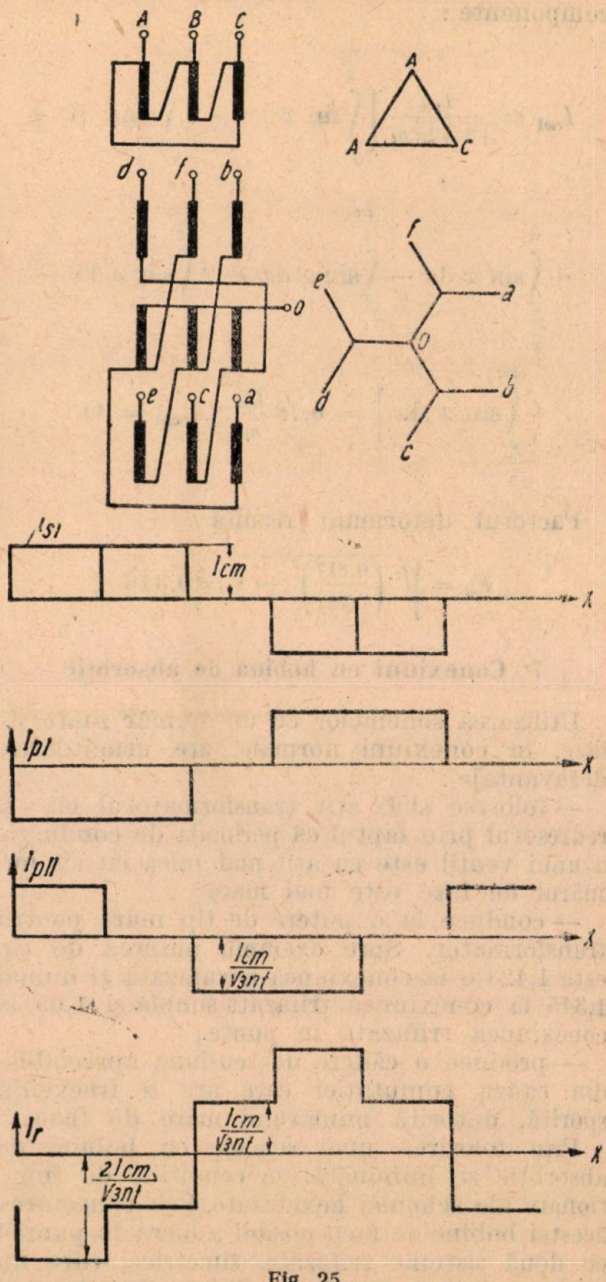


Fig. 25.

Factorul deformant rezultă:

$$F_d = \sqrt{\left(\frac{0{,}47}{0{,}45}\right)^2 - 1} = 0{,}3.$$

6.4. *Factorul deformant pentru conexiunea triunghi/furcă.* Fig. 25 indică conexiunea cu triunghi în primar şi zig-zag dublu în secundar.

Valoarea efectivă a curentului absorbit de o rețea este:

$$I_r = \sqrt{\frac{2}{2\pi}\left[\int_0^{\frac{\pi}{3}}\left(\frac{I_{cm}}{\sqrt{3}\,n_t}\right)^2 dx + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}}\left(\frac{2\,I_{cm}}{\sqrt{3}\,n_t}\right)dx + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi}\left(\frac{I_{cm}}{\sqrt{3}\,n_t}\right)^2 dx\right]} = \sqrt{\frac{2}{3}}\cdot\frac{I_{cm}}{n_t} = 0{,}817\,\frac{I_{cm}}{n_t}.$$

Fundamentala curentului I_r are următoarele componente:

$$I_{rw1} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{3}\,\sqrt{2\pi}\,n_t}\left[\int_0^{\frac{\pi}{3}}\sin x\,dx + 2\int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}}\sin x\,dx + \right.$$

$$+\int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi}\sin x\,dx - \int_{\pi}^{\frac{4\pi}{3}}\sin x\,dx - 2\int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{3}}\sin x\,dx -$$

$$\left. -\int_{\frac{5\pi}{3}}^{2\pi}\sin x\,dx\right] = 0{,}78\,\frac{I_{cm}}{n_t}\;;\; I_{rdw1} = 0.$$

Factorul deformant rezultă:

$$F_d = \sqrt{\left(\frac{0{,}817}{0{,}78)}\right)^2 - 1} = 0{,}316$$

7· Conexiuni cu bobina de absorbție

Utilizarea schemelor cu un număr mare de faze, în conexiuni normale, are următoarele dezavantaje:

— folosesc slab atît transformatorul cît și redresorul prin faptul că perioada de conducție a unui ventil este cu atît mai mică cu cît numărul de faze este mai mare;

— conduce la o putere de tip mare pentru transformator. Spre exemplu puterea de tip este 1,42 Co la conexiunea hexafazată și numai 1,345 la conexiunea trifazată simplă și 1,05 la conexiunea trifazată în punte;

— produce o cădere de tensiune apreciabilă din cauza comutației care are o frecvență sporită, datorită numărului mare de faze.

Prin folosirea unei scheme cu bobină de absorbție se îmbunătățesc condițiile de funcționare ale schemei hexafazate. Prin conectarea acestei bobine se face posibil a lucra în paralel cu două sisteme trifazate, simetrice, care nu au aceeași fază. Pentru explicarea funcționării urmărim fig. 26 în care s-a reprezentat două redresoare trifazate ale căror sisteme de tensiuni sînt decalate cu 60° unul față de celălalt. Curbele tensiunilor redresate de cei doi redresori sînt indicate în fig. 27 Diferența între cele două curbe de tensiune ale celor două sisteme s-a hașurat. Funcționarea în paralel a celor doi redresori trifazați atrage după sine un curent de circulație puternic ca urmare a neegalității tensiunilor. Pentru anularea curentului de circulație se conectează în circuitul fiecărui

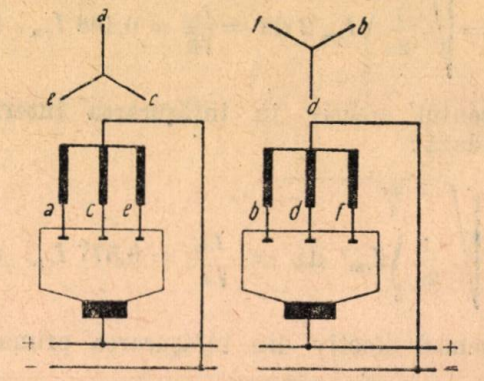


Fig. 26.

redresor o bobină de filtraj ca în fig. 28. Deoarece componenta de curent continuu care trece prin bobina de filtraj este mare, această bobină se premagnetizează în curent continuu

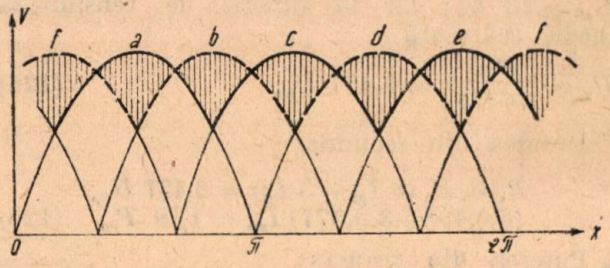


Fig. 27.

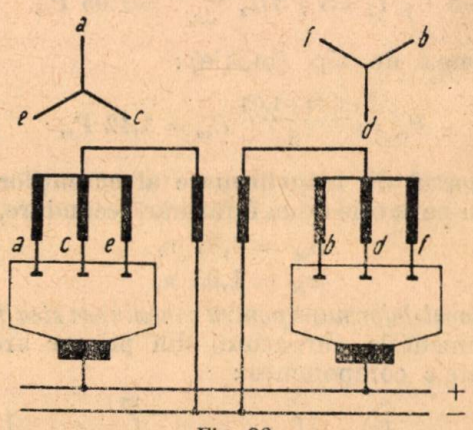


Fig. 28.

și devine astfel voluminoasă și deci scumpă. Pentru eliminarea fluxului de premagnetizare, bobinele de filtraj ale celor doi redresori

se montează pe același sîmbure de fier, avînd conexiunea din fig. 29 Anodele celor doi redresori pot fi montate în aceeași cuvă metalică.

7.1. *Conexiunea stea la primar.* Fig. 30 indică conexiunea, forma tensiunilor și curenților

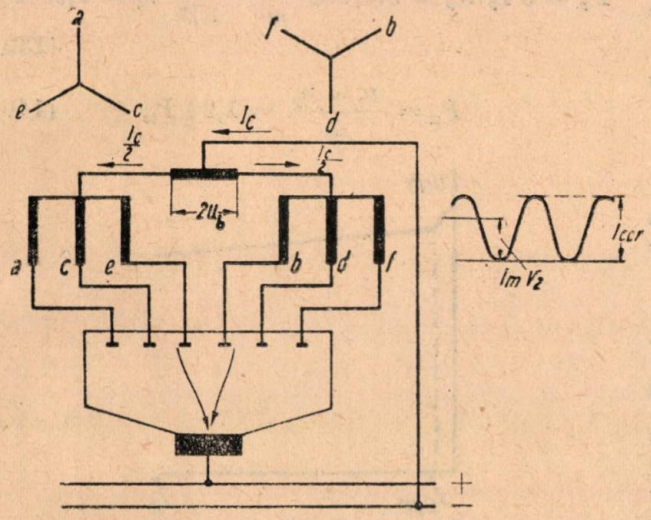


Fig. 29.

pentru conexiunea dublu trifazată cu bobina de absorbție, cu primarul transformatorului în stea. La bornele bobinei de absorbție se aplică diferența de tensiune $2\,u_b$ care există între cei doi redresori așa cum s-a arătat în fig. 29. Intre punctul median și o bornă a bobinei se aplică tensiunea u_b. astfel că la unul din redresori trifazici se adaugă tensiunea u_b și la celălalt redresor se scade tensiunea u_b. Frecvența tensiunii u_b este de trei ori frecvența de bază.

Ambii redresori trifazați lucrează în această situație cu tensiuni redresate identice, deci pot funcționa în paralel. Tensiunea redresată este indicată de fig. 30 curba u_c. Pentru ca efectul de egalizare a tensiunilor să aibă loc, este necesar ca curentul redresat de un redresor trifazat să depășească valoarea curentului de magnetizare al bobinei de absorbție. In adevăr urmărind fig. 29 se constată că pe una din jumătățile bobinei de absorbție, curentul de magnetizare este de sens contrar cu curentul redresat $\frac{I_c}{2}$. Cînd nu este îndeplinită condiția menționată redresorul funcționează după schema stea/stea dublă și cu pierdere de tensiune în bobina de absorbție.

7.2. *Valoarea critică* a curentului continuu (egală cu valoarea curentului de magnetizare a bobinei de absorbție) rezultă:

$$I_{ccr} = 2\sqrt{2}\, I_{mba} = 2{,}82\, I_{mba} \qquad (130)$$

In relația (130) s-a admis curentul de magnetizare al bobinei de absorbție ca fiind sinusoidal. Valoarea tensiunii care revine unei jumătăți din bobina de absorbție este $u_b = \frac{(u_{sa} - u_{sb})}{2}$ unde u_{sa} și u_{sb} sînt tensiunile fazelor

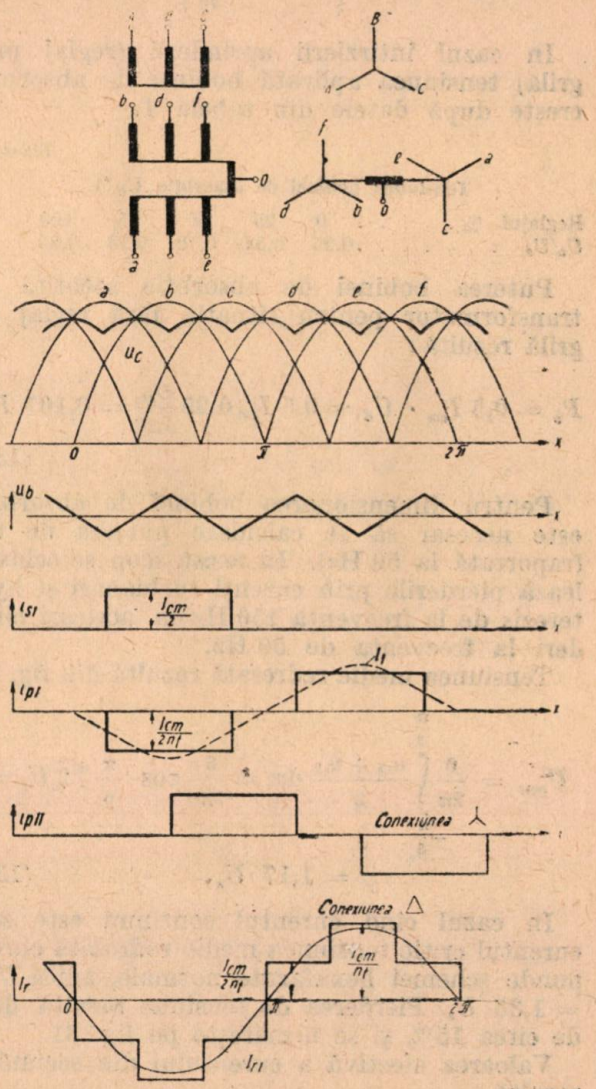


Fig. 30.

apropiate ca succesiune. Amplitudinea tensiunii u_b rezultă:

$$U_{bmax} = \frac{1}{2}\sqrt{2}\, U_s \sin\frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{2}\, U_s}{4} \qquad (131)$$

Valoarea efectivă a fundamentalei este:

$$U_{b1} = \frac{4}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{2}\, U_s}{4} \int_0^{\frac{\pi}{2}} x \sin x \, dx = 0{,}2\, U_s. \qquad (132)$$

Relația (132) este valabilă în ipoteza că nu există suprapunere și nici întîrzierea comenzii prin grilă. Pentru întîrziere nulă (redresor fără comandă prin grilă) cos $\alpha = 1$, se determină tensiunea la bornele bobinei de absorbție cu

ajutorul următoarei relații aproximative care ține seama de suprapunere:

$$U_b \approx 0{,}2\ U_s\left(1 + 0{,}5\,\frac{s^\circ}{40}\right) \approx 0{,}25\ U_s. \quad (133)$$

In cazul întîrzierii aprinderii (reglaj prin grilă) tensiunea aplicată bobinei de absorbție crește după datele din tabela 1.

Tabela 1

Tensiunea bobinei de asborbție U_b *)

Reglajul %	0	25	50	75	100
U_b/U_s	0,25	0,55	0,70	0,78	0,80

Puterea bobinei de absorbție socotită ca transformator pentru situația fără reglaj de grilă rezultă:

$$P_b = 0{,}5\ I_{cm} \cdot U_d = 0{,}5\ I_{cm}\, 0{,}25\,\frac{U_{cm}}{1{,}17} = 0{,}107\ P_{co}. \quad (134)$$

Pentru dimensionarea bobinei de absorbție este necesar să se calculeze puterea de tip (raportată la 50 Hz). In acest scop se echivalează pierderile prin curenți turbionari și hysterezis de la frecvența 150 Hz cu aceleași pierderi la frecvența de 50 Hz.

Tensiunea medie redresată rezultă din fig. 30

$$U_{cmo} = \frac{6}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \frac{u_{sa} + u_{sb}}{2}\,dx = \frac{6}{2\pi}\cos\frac{\pi}{6}\sqrt{2}\,U_s = 1{,}17\ U_s. \quad (135)$$

In cazul cînd curentul continuu este sub curentul critic tensiunea medie redresată corespunde schemei hexafazate normale, adică $U_{cmo} = 1{,}35\ U_s$. Pierderea de tensiune rezultă deci de circa 15% și se urmărește pe fig. 31.

Valoarea efectivă a curentului din secundar rezultă:

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{I_{cm}}{2}\right)^2 dx} = \frac{I_{cm}}{2\sqrt{3}} = 0{,}289\ I_{cm}. \quad (136)$$

Valoarea curentului din primar se obține aplicînd relația (86) observînd că $\Sigma i_{sk} = 0$. Rezultă de aici valoarea maximă a curentului din primar $I_{pmax} = \frac{I_{cm}}{2\,n_t}$ iar valoarea efectivă

$$I_p = \sqrt{\frac{2}{2\pi}\int_0^{\frac{3\pi}{2}} \left(\frac{I_{cm}}{2\,n_t}\right)^2 dx} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{6}\,n_t} = 0{,}408\,\frac{I_{cm}}{n_t}. \quad (137)$$

*) *H. Anschütz:* Stromrichteranlagen der Starkstromtecbnik Springer Berlin pag. 57, 1951.

Acum se pot calcula puterile din primar, secundar și de tip:

$$P_s = 6\ I_s\ U_s = 6.0{,}289\ I_{cm} \cdot \frac{U_{cmo}}{1{,}17} = 1{,}48\ P_{co} \quad (138)$$

$$P_p = 3\ I_p\ U_p = 3.0{,}408\,\frac{I_{cm}}{n_t} \cdot \frac{U_{cmo}}{1{,}17}\ n_t = 1{,}05\ P_{co} \quad (139)$$

$$P_m = \frac{P_s + P_p}{2} = 1{,}26\ P_{co} \quad (140)$$

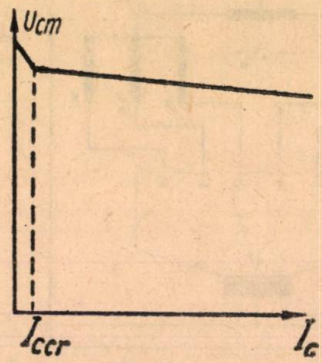


Fig. 31.

Raportul de transformare al curenților:

$$n_c = \frac{I_s}{I_p} = \frac{0{,}289}{0{,}408}\ n_t = 0{,}708\ n_t \quad (191)$$

Factorul deformant pentru conexiunea stea la primar. Componentele fundamentale de curent din primarul transformatorului sînt:

$$I_{wp1} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}\,\pi 2 n_t}\left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sin x\,dx - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} \sin x\,dx\right] = 0{,}39\,\frac{I_{cm}}{n_t}.$$

$$I_{dwp1} = 0 \quad \text{deci} \quad I_1 = I_{pw1} = 0{,}39\,\frac{I_{cm}}{n_t}.$$

Rezultă factorul deformant:

$$F_d = \sqrt{\left(\frac{0{,}408}{0{,}39}\right)^2 - 1} = 0{,}308,$$

7.3. *Factorul deformant pentru conexiunea triunghi la primar.* In fig. 30 s-a reprezentat curentul absorbit de la rețea în primarul transformatorului cu conexiunea în triunghi. Valoarea efectivă a curentului absorbit de la rețea este:

$$I_r = \sqrt{\frac{2\,I_{cm}^2}{2\pi n_t^2}\left[\int_0^{\frac{\pi}{3}} \frac{1}{4}\,dx + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} dx + \frac{1}{4}\int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} dx\right]} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}\,n_t} = 0{,}71\,\frac{I_{cm}}{n_t}$$

Iar valoarea efectivă a fundamentalei:

$$I_r = I_{or1} = \frac{2\,I_{cm}}{\sqrt{2}\,\pi n_t}\left[\int_0^{\frac{\pi}{3}} \frac{1}{2}\sin \mathrm{d}x\; x + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sin x\,\mathrm{d}x + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \sin x\,dx\right] = \frac{3}{\sqrt{2}\,\pi} I_{cm} = 0{,}676\,\frac{I_{cm}}{n_t}.$$

Factorul deformant rezultă:

$$f_d = \sqrt{\left(\frac{0{,}71}{0{,}676}\right)^2 - 1} = 0.33,$$

Observaţii asupra conexiunilor bobinei de absorbţie. Pentru compensarea amperspirelor de curent continuu este necesar ca plasarea bobinajelor pe miezul de fier să se facă conform fig. 32.

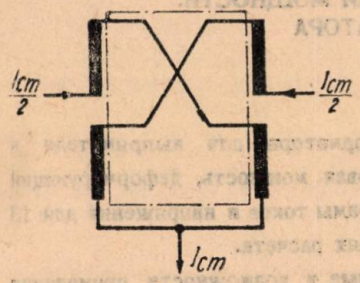


Fig. 32.

Rezumînd, avantajele conexiunii cu bobină de absorbţie faţă de conexiunea de bază hexafazată sînt:

— mărirea duratei de conducţie pe anodă la dublu, ceea ce pentru acelaşi curent mediu înseamnă micşorarea valorii maxime la jumătate, deci o solicitare mai mică a redresorului şi o micşorare a căderii interne de tensiune;

— transformator cu puterea de tip mai mică;

— cădere de tensiune inductivă mai mică.

9. Observaţii asupra schemelor uzuale

Tabela 2 arată parametrii principali ai schemelor de redresare cu indicarea folosirii acestei scheme în tehnica curenţilor tari. Pentru schemele bifazate cu punct median şi în punte s-au indicat date atît pentru curentul nefiltrat cît şi pentru curentul filtrat de un self practic infinit. Pentru celelalte scheme s-au dat date numai pentru curent filtrat.

Atît schemele simple-monofazată-bifazată cît şi schemele complexe-hexafazate găsesc utilizarea în tehnica curenţilor tari.

Scheme de bază cu un număr de căi de curent mai mare de şase nu se folosesc normal în tehnica curenţilor tari, deşi teoretic se pot imagina scheme cu un număr oricît de mare de căi de curent, respectiv faze.

Tabela 2

Parametrii principali ai schemelor de redresare

Conexiunea	$\frac{U_{cmo}}{U_s}$	$\frac{P_m}{P_{co}}$	$\frac{P_p}{P_{co}}$	$\frac{P_s}{P_{co}}$	f_d	$\frac{n_c}{n_t}$	Filtraj	Utilizare
monofazată	0,45	3,09	2,69	3,49	0,427	1,297	nefiltrat	Scheme cu kenotron curenţi mici tensiuni mari, exemplu 30 mA 100kV
bifazată cu punct median .	0,9	1,48	1,23	1,74	0	0,707	nefiltrat	Scheme cu kenotron curenţi mici tensiunei mari exemplu 60 mA 100 kV
	0,9	1,37	1,11	1,57	0,482	0,707	filtrat	
bifazată în punte	1,17	1,23	1,23	1,23	0	1	nefiltrat	Redresori uscaţi cu seleniu exemplu 10 A 48 V
	1,17	1,11	1,11	1,11	0,482	1	filtrat	
trifazată stea/stea.	1,17	1,34	1,21	1,48	0,671	1,23	filtrat	Nu se foloseşte din cauza amperspipirelor pulsatorii
trifazată triunghi/stea	1,35	1,35	1,21	1,48	0,678	1,25	filtrat	Redresori uscaţi puteri mai mari, exemplu 10 A 120 V
trifazată stea/zig-zag	1,35	1,46	1,21	1,71	0,675	1,23	filtrat	Mai rar. Redresori uscaţi puteri mai mari
trifazată în punte	1,355	1,05	1,05	1,05	0,316	1	filtrat	Redresori uscaţi putere mare 100 A 120 V
hexafazată stea/stea dublă .								Nu se foloseşte din cauza amperspirelor pulsatorii
hexafazată triunghi/stea dublă								
hexafazată stea/furcă		1,55	1,28	1,81	0,3	0,707	filtrat	Numai în scopuri speciale din cauza puterii de tip mare
hexafazată triunghi/furcă . .	1,35	1,42	1,05	1,79	0,3	1,03	filtrat	In trecut. Redresori cu vapori de mercur maximum 40 A 800 V
cu bobină de absorbţie stea/		1,42	1,05	1,79	0,316	1,03	filtrat	
stea dublă	1,17	1,26	1,05	1,48	0,308	0,708		Redresori cu vapori de mercur, cu contacte
cu bobină de absorbţie triun-		1,26	1,05	1,48	0,33	0,708		Pentru toate scopurile cel mai in-
ghi/stea dublă	1,17							dicat peste 400 A

Schemele cu bobină de absorbţie stea/stea dublă sau triunghi/stea dublă sînt folosite întotdeauna pentru puteri mari independent de forma constructivă a ventilului redresor.

(Institutul de cercetări şi proiectări electrotehnice)

Bibliografie

[1] *Comar V. G.*: Funcţionarea redresoarelor semiconductoare Gosenergoizdat, Moscova, 1952.

[2] * * *: Redresoare metalice cu mercur, Gosenergoizdat Moscova, 1951.

[3] *Henisch H. K.*: Redresoare semiconductoare Ed. Literatura Străină, Moscova 1951.

[4] *Rivkin E. A.*: Instalaţii de mutatori de mare putere Ed. Energetica de Stat, Bucureşti, 1954

[5] *Merzel K. B.*: Redresoare şi stabilizatoare de tensiune, Moscova, 1951

[6] *Caganov I. L.*: Mutatori electronici şi ionici. Ed. Energetică de Stat, Bucureşti, 1953

[7] *Glaser A, Müller-Lübeck*: Einführung in die Theorie der Stromrichter. Springer, Berlin, 1935.

[8] *Anschütz H*: Stromrichteranlagen der Starkstromtechnik, Springer, Berlin, 1951

[9] * * *: Redresoare metalice cu mercur, Catalog „Maşinoimport" nr. 2501.

[10] * * *: Transformatoare pentru alimentarea redresoarelor metalice cu mercur, Catalog „Maşinoimport" nr. 2502.

[11] *Hortopan Gh.*: Elemente de calcul pentru redresoare de putere. Tensiunea redresată. Electrotehnica 6/1955

★

ЭЛЕМЕНТЫ РАСЧЕТА ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ. ПАРАМЕТРЫ ТРАНСФОРМАТОРА

Резюме

Аналитически определяются параметры трансформатора для выпрямителя и именно первичная мощность, вторичная мощность, типовая мощность, деформирующий коэффициент тока потребляемого из сети. Даются диаграммы токов и напряжений для 13 употребляемых в технике схем, при упрощающих случаях расчета.

В обзорной таблице приводятся высчтанные данные и возможности применения для каждой схемы.

Influența dispozitivului de reglaj automat al volumului asupra distorsiunilor de neliniaritate ale receptorilor

Ing. ANDREI VLĂDESCU

621.316.722.018.33

Se arată cum depind distorsiunile de neliniaritate ale receptorilor de dispozitivul de reglaj automat al volumului. Se prezintă metode pentru calculul distorsiunilor de neliniaritate introduse de dispozitivul de reglaj automat al volumului.

Se demonstrează că cea mai potrivită soluție este să se ia tensiunea de frecvență intermediară pentru dispozitivul de reglaj automat al volumului de la circuitul primar al ultimului filtru de bandă din receptor (nu de la circuitul secundar).

Dispozitivul de reglaj automat al volumului se introduce în receptori pentru a se obține de la aceștia o audiție de intensitate constantă în timp, atunci cînd din diferite motive variază mărimea tensiunii de semnal aplicată la intrare.

Pe lîngă acest efect principal și util dispozitivul de reglaj (control) automat al volumului (*C A V*) afectează și funcționarea de ansamblu a receptorilor, modificînd proprietățile acestora și conducînd la apariția unor efecte secundare nedorite.

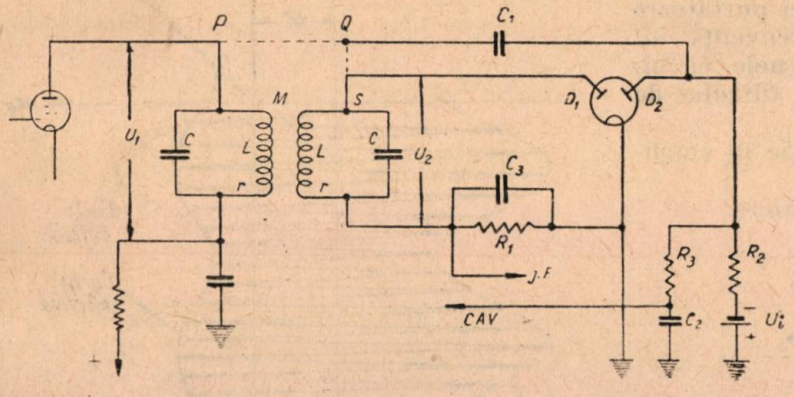


Fig. 1.

Scopul articolului de față este de a arăta influența dispozitivului de reglaj automat al volumului asupra distorsiunilor de neliniaritate din receptori, de a da posibilitate de apreciere cantitativă a acestei influențe și de a arăta măsurile care trebuie adoptate la proiectare, pentru a se reduce efectul său.

Schema cea mai obișnuită de realizare a *C A V* este prezentată în fig. 1. Detecția pentru *C A V* este efectuată de către dioda D_2.

Condensatorul C_1 și rezistența R_2 formează grupul de detecție *C A V* Grupul R_2C_2 reprezintă celula de filtraj *C A V*.

In schemă, s-a introdus pentru generalizare și tensiunea de întîrziere U_i. Tensiunea de frecvență intermediară pentru dioda *C A V* se poate lua fie de la bornele circuitului primar al filtrului de bandă (prin legătura *Q P*), fie de la bornele circuitului secundar (prin legătura *Q S*). In fig. 1 s-a arătat și detectorul de joasă frecvență, realizat cu dioda D_1.

Se presupune că ultimul filtru de bandă al receptorului (arătat în fig. 1) este format din două circuite identice *L*, *r*, *C* cuplate inductiv, acordate pe frecvența intermediară și că la frecvența de lucru se satisface condiția $r \ll \omega_i L$ în care $\omega_i = 2\pi f_i$ iar f_i este frecvența intermediară.

Se mai presupune că la filtrul de bandă s-a realizat cuplajul critic.

Dacă dispozitivul *C A V* este prevăzut cu tensiune de întîrziere, se pot introduce distorsiuni de neliniaritate ori de cîte ori în cursul unei perioade de joasă frecvență (corespunzătoare anvelopei) amplitudinile tensiunii de frecvență intermediară aplicată diodei *C A V* capătă valori și mai mari și mai mici decît tensiunea de întîrziere.

Distorsiunile de neliniaritate se reduc dacă se ia tensiunea pentru *C A V* de la circuitul primar al filtrului de bandă și dispar dacă amplitudinile tensiunii de frecvență intermediară aplicată diodei *C A V* sînt tot timpul mai mari sau mai mici decît tensiunea de întîrziere; de asemenea dispar dacă se folosește *C A V* fără întîrziere.

Discuțiile vor fi duse pe baza relației cunoscute

$$A_i = S\,\omega_i\,L\sqrt{Q_1\,Q_2}\,\frac{\sqrt{Q_1\,Q_2}\,K}{1+Q_1Q_2\,K^2}, \qquad (1)$$

în care:

S este panta tubului;

$Q = \sqrt{Q_1Q_2}$ factorul de calitate echivalent al filtrului de bandă în sarcină;

Q_1 și Q_2 — factorul de calitate separat al circuitului primar și secundar în sarcină;

K — coeficientul de cuplaj.

Relația (1) determină mărimea amplificării etajului de frecvență intermediară (fig. 1) pentru frecvența de lucru egală cu frecvența intermediară.

Dacă s-a adoptat cuplajul critic între circuitele filtrului de bandă ($\sqrt{Q_1Q_2}\;K = 1$), relația (1) devine:

$$A_i = \frac{S\omega_i L\sqrt{Q_1\,Q_2}}{2} = \frac{S}{2}\sqrt{Z_1Z_2}, \qquad (2)$$

în care $Z_1 = \omega_i LQ_1$ și $Z_2 = \omega_i LQ_2$ reprezintă impedanțele efective (în sarcină) ale circuitelor primar și secundar dela filtrul de bandă.

Dacă în timpul unei perioade de joasă frecvență (corespunzătoare anvelopei tensiunii de frecvență intermediară aplicată diodei *C A V*) mărimile impedanțelor Z_1 sau Z_2 nu sînt constante ci variază, atunci în timpul unei perioade de joasă frecvență amplificarea A_i nu este constantă, se deformează anvelopa, deci se introduc distorsiuni de neliniaritate de joasă frecvență.

Se presupune mai întîi că se ia tensiunea pentru *C A V* de la circutul secundar al filtrului de bandă (legătura *Q S* fig. 1). In acest caz tensiunea de frecvență intermediară este aplicată *simultan* de la circuitul secundar atît diodei *C A V* D_2 cît și diodei detectoare de joasă frecvență D_1.

Cînd amplitudinile tensiunii de frecvență intermediară nu depășesc mărimea tensiunii de întîrziere, se satisface relația

$$U_p(1 + m) \leqslant U_i,$$

în care :

U_p este amplitudinea undei purtătoare a tensiunii de frecvență intermediară la bornele circuitului secundar al filtrului de bandă ;

m — gradul de modulație în amplitudine ;

U_i — tensiunea de întîrziere.

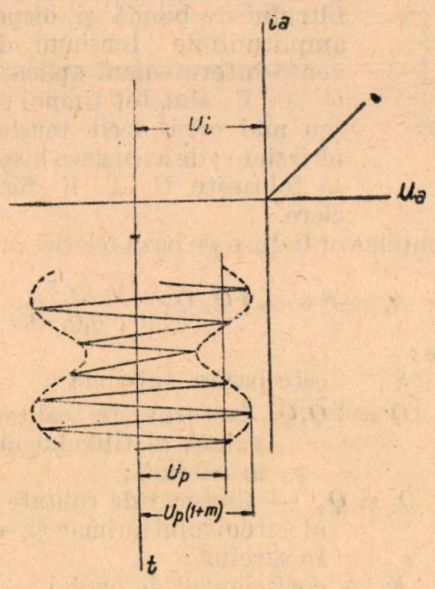


Fig. 2.

Această situație este arătată grafic în fig. 2, în planul i_a—u_a al diodei *C A V* Se vede că dioda *C A V* nu va conduce niciodată, forma anvelopei se păstrează nedeformată, deci la dioda detectoare se va aplica aceeași tensiune din fig. 2. Nu se vor introduce distorsiuni de neliniaritate. Amplificarea se va calcula în acest caz cu relația (2) în care după cum rezultă din aprecierea șuntărilor filtrului de bandă :

$$Z_1 = R_0 \text{ (eventual } Z_1 = R_0 \| R_i)$$

$$Z_2 = R_0 \| R_{id} \| R_2 \| R_3$$

In aceste relații :

R_0 este impedanța de gol la rezonanță a circuitului primar și secundar egală cu

$$R_0 = \frac{\omega_i^2 L^2}{r} = \omega L Q_0 ;$$

$Q_0 = Q_{01} = Q_{02} = \frac{\omega_i L}{r}$ — factorul de calitate de gol al circuitului primar și secundar ;

$R_{id} \cong \frac{R_1}{2}$ — rezistența efectivă de intrare a diodei D_1 detectoare de joasă frecvență.

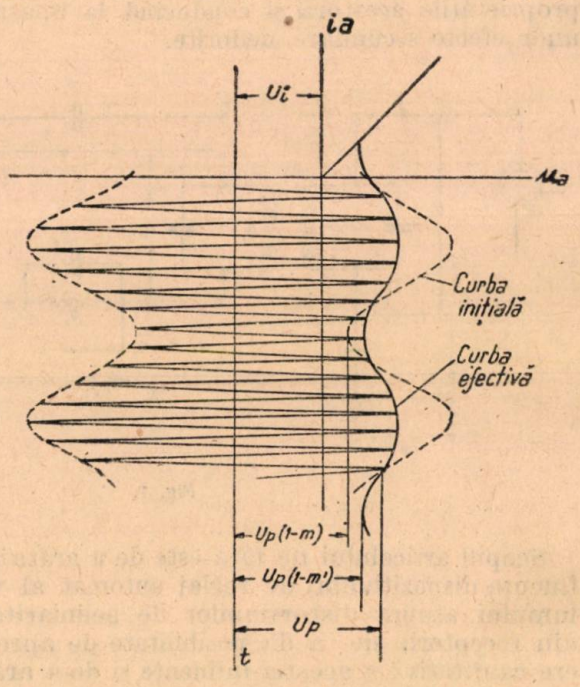


Fig. 3.

Semnul || indică rezistențe conectate în paralel.

Cînd amplitudinile tensiunii de frecvență intermediară depășesc tot timpul mărimea tensiunii de întîrziere, se satisface relația :

$$U_p(1-m) \geqslant U_i.$$

Din fig. 3 se vede că în acest caz pe tot timpul fiecărei perioade de joasă frecvență a anvelope dioda *C A V* conduce și șuntează filtrul de bandă cu rezistența de intrare $R_{id} \cong \frac{R_2}{3}$ care este mai mică decît valoarea $R_2 \| R_2$ cu care se șuntează filtrul cînd dioda nu conduce. Deci

amplitudinea anvelopei superioare va fi redusă, dar anvelopa își va păstra forma. La dioda detectoare se va aplica deci tensiunea de frecvență intermediară cu anvelopă nedeformată. Nu se vor introduce distorsiuni de neliniaritate.

Cînd amplitudinile tensiunii de frecvență intermediară au în timp valori și mai mari și mai mici decît tensiunea de întîrziere, se satisface relația:

$$U_p(1-m) < U_i < U_p(1+m).$$

In fig. 4, s-a arătat grafic situația cea mai defavorabilă în care $U_p = U_i$. In timpul unei ju-

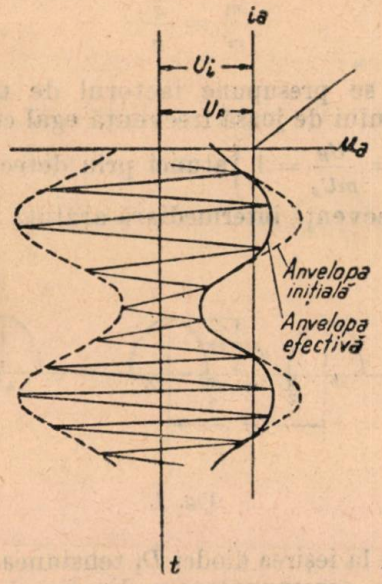


Fig. 4.

mătăți din perioada de joasă frecvență dioda $C\ A\ V$ nu conduce și se șuntează filtrul de bandă cu rezistența $R_2 \| R_3$ iar în timpul celeilalte jumătăți de perioadă dioda $C\ A\ V$ conduce și șuntează filtrul cu rezistența $R_{ic} < R_2 \| R_3$. De aceea anvelopa este deformată astfel că la ieșirea diodei detectoare de joasă frecvență se obține după detecție tensiunea de joasă frecvență avînd forma anvelopei, deci cu distor-

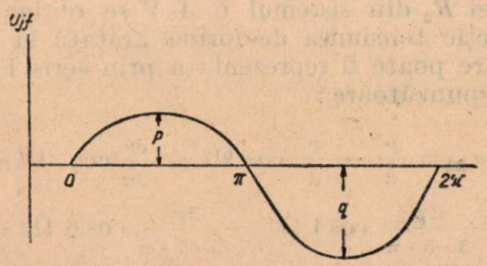


Fig. 5.

siuni de neliniaritate (fig. 5). Dacă anvelopa inițială a fost sinusoidală, tensiunea rezultată (fig. 5) este formată într-o perioadă din două jumătăți de sinusoidă, cu amplitudini diferite. Aceasta poate fi exprimată prin seria Fourier corespunzătoare:

$$u_{jf} = \frac{p-q}{\pi} + \frac{p+q}{2}\sin\Omega t - 2(p-q)\left(\frac{\cos 2\Omega t}{3\pi} + \frac{\cos 4\Omega t}{15\pi} + \ldots\right) \quad (3)$$

Reținînd numai armonica a doua, se obține din relația (3) factorul de distorsiuni de neliniaritate

$$d = \frac{4(p-q)}{3\pi(p+q)} = \frac{4\left(1-\frac{q}{p}\right)}{3\pi\left(1+\frac{q}{p}\right)}. \quad (4)$$

Raportul $\frac{q}{p}$ se poate găsi din raportul amplificărilor corespunzătoare ale etajului de frecvență intermediară, pentru fiecare jumătate de perioadă a anvelopei

$$\frac{q}{p} = \frac{A_{iq}}{A_{ip}}, \quad (5)$$

în care

A_{ip} este amplificarea etajului cînd dioda $C\ A\ V$ conduce

A_{iq} — amplificarea cînd dioda $C\ A\ V$ nu conduce.

Pentru cazul de față:

$Z_1 = R_0$

$Z_{2q} = R_0 \| R_{id} \| R_2 \| R_3$ cînd dioda $C\ A\ V$ nu conduce

$Z_{2p} = R_0 \| R_{id} \| R_{ic}$ cînd dioda $C\ A\ V$ conduce.

Ținînd seama de aceste valori ale impedanțelor Z și de relația (2) expresia (5) devine:

$$\frac{q}{p} = \frac{A_{iq}}{A_{ip}} = \sqrt{\frac{Z_{2q}}{Z_{2p}}} = \sqrt{\frac{R_0 \| R_{id} \| R_d \| R_3}{R_0 \| R_{id} \| R_{ic}}} = \sqrt{\frac{1+\frac{R_0 \| R_{id}}{R_{ic}}}{1+\frac{R_0 \| R_{id}}{R_2 \| R_3}}} > 1 \quad (6)$$

Pentru că $R_2 \| R_3 \cong 0{,}6$ MΩ este mai mare decît $R_{ic} \cong 0{,}3$ MΩ rezultă din (6) $A_{iq} > A_{ip}$ ceea ce era de așteptat.

Folosind expresiile (6) și (4) se poate găsi factorul de distorsiuni corespunzător distorsiunilor de neliniaritate introduse de dispozitivul $C\ A\ V$.

Exemplul 1. Se presupun cunoscute următoarele valori:

$f_i = 450$ kHz $\quad C_1 = C_2 = C_3 = 100$ pF

$R_1 = 0{,}5$ MΩ $\quad R_2 = 1$ MΩ

$Q_0 = 100 \quad L = 1{,}26$ mH

$R_3 = 1{,}5$ MΩ

Se deduc valorile:

$$R_{id} \cong \frac{R_1}{2} = 0{,}25\ \text{MΩ} \qquad R_{ic} \cong \frac{R_2}{3} = 0{,}33\ \text{MΩ}$$

$R_0 = \omega_i L Q_0 = 355\ K\Omega \quad Q_p = 44{,}6 \quad Q_q = 53{,}6$

$R_0 \| R_{id} = 0{,}355 \| 0{,}25 = 0{,}147$ MΩ

$R_2 \| R_3 = 1 \| 1{,}5 = 0{,}6$ MΩ

Cu ajutorul relației (6) se obține :

$$\frac{q}{p} = \frac{A_{iq}}{A_{ip}} = \sqrt{\frac{1 + 0{,}445}{1 + 0{,}245}} = 1{,}08.$$

Factorul distorsiunilor de neliniaritate introduse va fi după relația (4) :

$$d = \frac{4(1 - 1{,}08)}{9{,}45(1 + 1{,}08)} = 1{,}64\,\%.$$

Se vede că se pot introduce distorsiuni apreciabile de neliniaritate.

Trebuie reținut că în discuția de mai sus s-a prezentat situația cea mai defavorabilă, cînd $U_p = U_i$. Dacă $U_p \neq U_i$ distorsiunile introduse se reduc.

Cînd tensiunea pentru sistemul *C A V* se ia de la circuitul secundar al ultimului filtru de bandă, pe lîngă distorsiunile de neliniaritate arătate mai sus, se introduc însă și altele care pot avea valori mai mari.

In adevăr, dacă se presupune $U_p = U_i$ se observă pe fig. 4 că dioda *C A V* conduce numai în timpul unei jumătăți din perioada de joasă frecvență a anvelopei, deci fiecare a doua jumătate de perioadă de joasă frecvență este tăiată. La bornele rezistenței R_2 se obține ca rezultat al detecției *C A V* o serie de jumătăți de sinusoidă (ca la redresarea simplă) și conținînd pe lîngă componenta continuă și fundamentală și o serie de armonici de joasă frecvență cu amplitudini mari.

Insă pe schema din fig. 1 se vede că din punct de vedere al frecvențelor joase, în paralel pe R_2 se găsește divizorul de tensiune format din condensatorul C_1 și grupul de detecție $R_1 \| C_3 = Z_d$ (fig. 6) întrucît pentru frecvențe joase reactanța ΩL este aproape un scurtcircuit.

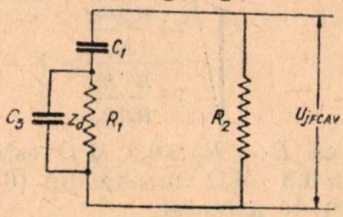


Fig. 6.

Rezultă că tensiunile componentelor de joasă frecvență se transmit direct de la bornele rezistenței R_2 la bornele grupului Z_d în proporția :

$$\frac{Z_d}{Z_d + \dfrac{1}{j\,(n\Omega)\,C_1}}, \qquad (7)$$

cu alte cuvinte armonicile din sistemul *C A V* se transmit direct spre ieșirea receptorului.

Pentru a determina factorul de distorsiuni de neliniaritate corespunzător acestui efect se va aprecia la bornele grupului de detecție Z_d al detectorului amplitudinea componentei totale fundamentală de joasă frecvență (care apare prin detecție normală plus *C A V* precum și a armonicii a doua care apare datorită sistemului *C A V*.

Se vede pe fig. 4 că gradul de modulație scade pentru semialternanțele superioare ale anvelopei de la valoarea inițială m la valoarea efectivă $m' < m$. Reducerea gradului de modulație se face proporțional cu micșorarea amplificării etajului de frecvență intermediară. Rezultă :

$$\frac{m}{m'} = \frac{A_{iq}}{A_{ip}}$$

și ținînd seamă de relația (5) se obține :

$$\frac{m}{m'} = \frac{q}{p}.$$

Dacă se presupune factorul de transfer al detectorului de joasă frecvență egal cu unitatea $\left(\cos\theta = \frac{U_{jf}}{mU_p} = 1\right)$ atunci prin detecția tensiunii de frecvență intermediară arătată în fig. 4

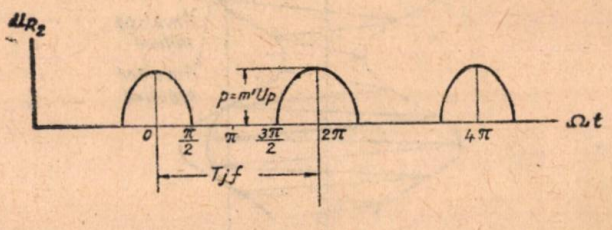


Fig. 7.

se obține la ieșirea diodei D_1 tensiunea detectată de forma corespunzătoare din fig. 5, în care :

$$p = m'U_p \qquad (7')$$
$$q = mU_p.$$

Conform relației (3) se obține deci, prin detecție normală la bornele grupului Z_d o componentă fundamentală (utilă) de joasă frecvență avînd valoarea :

$$U_{id} = \frac{p + q}{2} = \frac{m + m'}{2} U_p. \qquad (8)$$

După cum s-a mai arătat, la bornele rezistenței R_2 din sistemul *C A V* se obține după detecție tensiunea de forma arătată în fig. 7 și care poate fi reprezentată prin seria Fourier corespunzătoare :

$$u_{R2} = \frac{p}{\pi} - \frac{p}{2}\cos\Omega t + \frac{2p}{3\pi}\cos 2\Omega t -$$
$$- \frac{2p}{3 \cdot 5 \cdot \pi}\cos 4\,\Omega t + \frac{2p}{5 \cdot 7 \cdot \pi}\cos 6\,\Omega t - \ldots (9)$$

Componenta fundamentală care apare prin detecție *C A V* are conform (9) la bornele rezistenței R_2 amplitudinea notată U'_{1c} :

$$U'_{1c} = \frac{p}{2} = \frac{m'}{2} U_p,$$

iar transferată la bornele grupului $Z_{d\Omega}$ are amplitudinea

$$U_{1C} = U'_{1C} \cdot \frac{Z_{d\Omega}}{Z_{d\Omega} + \frac{1}{j\,\Omega\,C_1}} = \frac{m'}{2} U_p \frac{Z_{d\Omega}}{\sqrt{Z_{d\Omega}^2 + \left(\frac{1}{\Omega C_1}\right)^2}},$$

în care $Z_{d\Omega}$ este mărimea impedanței Z_d pentru componenta fundamentală.

Tensiunea totală corespunzătoare componentei fundamentale la bornele grupului $Z_{d\Omega}$ va fi egală cu suma tensiunilor U_{1d} și U_{1e} și va avea amplitudinea

$$U_1 = U_{1d} + U_{1e} = \frac{U_p}{2}\left\{m + m'\left[1 + \frac{Z_{d\Omega}}{\sqrt{Z_{d\Omega}^2 + \left(\frac{1}{\Omega C_1}\right)^2}}\right]\right\}. \qquad (8')$$

Dacă se vor lua în discuție numai distorsiunile introduse prin armonica a doua, din seria (9) se poate deduce amplitudinea acesteia (la bornele rezistenței R_2):

$$U'_2 = \frac{2p}{3\pi},$$

sau ținînd seama de (7)

$$U'_2 = \frac{2m'}{3\pi} U_p. \qquad (10)$$

După cum s-a arătat în legătură cu fig. 6 această armonică se transmite la bornele grupului Z_d cu amplitudinea:

$$U_2 = U_2' \cdot \frac{Z_{d2\Omega}}{\sqrt{Z_{d2\Omega}^2 + \left(\frac{1}{2\,\Omega C_1}\right)^2}}$$

sau ținînd seama de (10)

$$U_2 = \frac{2m'}{3\pi} U_p \frac{Z_{d2\Omega}}{\sqrt{Z_{d2\Omega}^2 + \left(\frac{1}{2\,\Omega C_1}\right)^2}}. \qquad (11)$$

$Z_{d2\Omega}$ este mărimea impedanței Z_d pentru frecvența armonicii a doua.

Factorul de distorsiuni de neliniaritate datorit acestui efect al sistemului *C A V* va fi conform relațiilor (8') și (11)

$$d = \frac{U_2}{U_1} = \frac{4}{3\pi} \cdot \frac{1}{1 + \frac{m}{m'} + \frac{Z_{d2\Omega}}{\sqrt{Z_{d\Omega}^2 + \left(\frac{1}{\Omega C_1}\right)^2}}} \cdot \frac{Z_{d2\Omega}}{\sqrt{Z_{d2\Omega}^2 + \left(\frac{1}{2\Omega C_1}\right)^2}} \qquad (12)$$

în care $\frac{m}{m'} = \frac{q}{p} = \frac{A_{iq}}{A_{ip}}$ se calculează cu relația (6).

Se observă din (12) că distorsiunile cresc pentru frecvențele superioare audio pentru care reactanța condensatorului C_1 scade.

Exemplul 2. Folosind aceleași valori ca și în exemplul precedent în care s-a calculat $\frac{q}{p} = \frac{m}{m'} = 1{,}08$ se obțin cu ajutorul relației (12) următoarele rezultate:

pentru frecvența fundamentală de modulație de 500 Hz. . . . . $d = 4{,}45\%$
pentru frecvența fundamentală de 1 000 Hz . . $d = 6{,}5\%$
pentru frecvența fundamentală de 2 000 Hz . . $d = 8{,}5\%$

Se vede că distorsiunile de neliniaritate introduse în acest fel de sistemul *C A V* pot fi nepermis de mari.

Distorsiunile se reduc dacă se ia condensatorul C_2 de capacitate mică. Astfel dacă se consideră $C_1 = 20$ pF (în loc de 100 pF cum a fost mai sus) și se fac aceleași calcule, se găsește pentru frecvența fundamentală de 1 000 Hz că distorsiunile de neliniaritate sînt $d = 1{,}37\%$, iar pentru 2 000 Hz $d = 2{,}18\%$.

Dacă sistemul *C A V* va fi legat la circuitul primar al filtrului de bandă, acest efect dispare și se vor introduce distorsiuni de neliniaritate numai datorită primei cauze, arătată anterior (variația amplificării etajului de frecvență intermediară în cursul unei perioade de joasă frecvență).

Cînd la bornele circuitului primar al filtrului de bandă la care se găsește conectat sistemul *C A V*, tensiunea de frecvență intermediară are asemenea valori că se satisfac relațiile:

$$U_p(1 + m) \leqslant U_i$$

sau

$$U_p(1 - m) \geqslant U_i$$

se mențin valabile afirmațiile făcute în legătură cu fig. 2 și 3.

In acest caz amplificarea etajului de frecvență intermediară este constantă în cursul fiecărei perioade de joasă frecvență, anvelopa nu este deformată, nu se introduc distorsiuni de neliniaritate.

Dacă însă la bornele circuitului primar se satisface relația de tensiuni

$$U_p(1 - m) < U_1 < U_p(1 + m)$$

atunci funcționarea diodei *C A V* se efectuează conform reprezentării din fig. 4.

In acest caz:

$Z_{1q} = R_0 \parallel R_2 \parallel R_3$ cînd dioda *C A V* nu conduce

$Z_{1p} = R_0 \parallel R_{ic}$ cînd dioda *C A V* conduce

$Z_2 = R_0 \parallel R_{id}$;

La bornele circuitului secundar al filtrului de bandă anvelopa va avea tot forma deformată

din fig. 4 astfel că după detecție se va obține o tensiune de forma arătată în fig. 5.

Distorsiunile de neliniaritate vor fi apreciate tot cu ajutorul relației (4) în care însă raportul $\frac{q}{p}$ nu va avea valoarea exprimată prin (6) ci va avea valoarea ținînd seama și de (2):

$$\frac{q}{p} = \frac{A_{iq}}{A_{ip}} = \sqrt{\frac{Z_{1q}}{Z_{1p}}} = \sqrt{\frac{R_0 \parallel R_2 \parallel R_3}{R_0 \parallel R_{ic}}} = \sqrt{\frac{1+\frac{R_0}{R_{ic}}}{1+\frac{R_0}{R_2 \parallel R_3}}} > 1. \quad (13)$$

Exemplu 3. Folosind aceleași valori ca și în exemplele precedente se calculează cu relația (13)

$$\frac{q}{p} = \frac{A_{iq}}{A_{ip}} = \sqrt{\frac{1+1{,}08}{1+0{,}59}} = 1{,}14$$

iar cu relația (4)

$$d = \frac{4(1-1{,}14)}{9{,}45.2{,}14} = 2{,}8\%.$$

Se constată deci că distorsiunile totale de neliniaritate introduse de sistemul *C A V* sînt mai mici și constante la toate frecvențele audio cînd tensiunea pentru *C A V* se ia de la circuitul primar al filtrului de bandă.

De aceea, în general, în practică trebuie luată tensiunea pentru *C A V* de la circuitul primar al filtrului de bandă. Prin aceasta se reduc distorsiunile totale de neliniaritate ale receptorilor. Acest mod de conectare este necesar în special în receptorii cu sensibilitate relativ mică la care majoritatea stațiilor de emisie produc la intrarea dispozitivului *C A V* tensiuni de frecvență intermediară nu prea mari și care pot fi cam de același ordin cu tensiunea de întîrziere. De asemenea mai este necesar în special în receptoarele a căror curbă de funcționare *C A V* este foarte apropiată de orizontală (după depășirea pragului de întîrziere) și la care numai stațiile foarte puternice sau foarte apropiate reușesc să producă la intrare în sistemul *C A V* tensiuni de frecvență intermediară care să depășească apreciabil tensiunea de întîrziere.

Verificări experimentale. S-au făcut verificări experimentale asupra unui receptor tip „Baltica" avînd tensiunea de întîrziere de 1,4 V. Valorile pieselor sînt următoarele: $C_1 = 22$ pF, $R_1 = 0{,}5$ MΩ, $R_2 = 1$MΩ, $C_2 = 100$ pF. S-au măsurat distorsiunile de neliniaritate la ieșirea receptorului pentru diferite situații la diodele de detecție și *C A V*, dar păstrîndu-se puterea de ieșire constantă (aproximativ 0,25 W) pentru ca distorsiunile introduse de etajul final să fie cît mai constante, iar variațiile distorsiunilor măsurate să depindă numai de condițiile de lucru ale diodelor detectoare.

Pentru diferite valori U_2 ale amplitudinii undei purtătoare aplicată diodei *C A V* și diferite frecvențe de modulație f_m valorile corespunzătoare ale factorului de distorsiuni de neliniaritate se găsesc în tabela de mai jos (gradul de modulație a fost constant $m = 30\%$ iar dioda *C A V* conectată la circuitul secundar al filtrului de bandă).

f_m, Hz	U_p, V	d, %
500	1	3
	1,5	3,1
	2	3
1 000	1	3,8
	1,5	4
	2	3,8
2 000	1	4,5
	1,5	5
	2	5,3

Se observă că distorsiunile de neliniaritate cresc cu frecvența de modulație și sînt maxime pentru unda purtătoare de amplitudine aproximativ egală cu tensiunea de întîrziere.

In cazul în care s-a conectat dioda *C A V* la bornele circuitului primar s-a găsit (pentru amplitudinea undei purtătoare aplicată diodei *C A V* de 1,5 V, modulată 30% cu 1 000 Hz) factorul de distorsiune de neliniaritate $d = 3{,}5\%$.

Din cele expuse în articolul de față rezultă cîteva concluzii importante:

— dispozitivul *C A V* fără întîrziere nu introduce distorsiuni de neliniaritate;

— dispozitivul *C A V* cu întîrziere introduce distorsiuni de neliniaritate maxime cînd se ia tensiunea de frecvență intermediară pentru dioda *C A V* de la circuitul secundar al ultimului filtru de bandă și cînd unda purtătoare aplicată diodei C A V este egală cu tensiunea de întîrziere;

— în receptorii echipați cu *C A V* cu întîrziere distorsiunile de neliniaritate scad pe măsură ce unda purtătoare de frecvență intermediară aplicată diodei *C A V* este mai mare (sau mai mică) decît tensiunea de întîrziere;

— pentru ca dispozitivul *C A V* cu întîrziere să nu introducă distorsiuni de neliniaritate în receptor (cu tensiune de întîrziere U_i și grad maxim de modulație m cunoscute) trebuie ca unda purtătoare de frecvență intermediară aplicată diodei *C A V* să aibă valoarea:

$$U_p \leqslant \frac{U_i}{1+m}.$$

$$U_p \geqslant \frac{U_i}{1-m}.$$

Bibliografie

Siforov V. I.: Instalații de radiorecepție, vol. 2, Editura Energetică de Stat, 1953.

Sub redacția lui *Smirenin V. A.*: Manual de radiotehnică, vol. 2, Editura Energetică de Stat, 1954.

Cartianu Gh.: Bazele radiotehnicii, vol. I, Editura Institutului Politehnic, București, 1952.
Sturley: Radio receiver design, Chapman & Hall, Londra, 1949, vol. 2.
Zepler, E. E.: The technique of radio design, Chapman & Hall, Londra, 1949, Ed. II.
Reich Herbert: Theory and Application of Electron Tubes.

★

ВЛИЯНИЕ АРУ НА НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ПРИЕМНИКОВ

Резюме

Указывается зависимость нелинейных искажений приемника от АРУ. Даются методы расчета нелинейных искажений внесенных АРУ.

Доказывается что наилучшее решение состоит в том чтобы снимать напряжение промежуточной частоты для АРУ с первичной цепи последнего полосового фильтра приемника (а не со вторичной).

LEFORDITVA 172 Elm 1-2/67

Excitatorul electro-frenic
Aparat electronic de respirație artificială

Dr. S. CIOFU și Ing. R. VRÎNCEANU

621.386.8 : 615.84

Este prezentată o nouă metodă de respirație artificială realizată prin faradizarea nervului frenic (metoda Sarnoff). După ce se expun caracteristicile stimulilor electro-fiziologici normali rezultate din cercetări experimentale personale, se descrie un aparat de excitație electro-frenică, care ținînd seama de elementele fiziologice normale prin aplicarea electrodului activ pe punctul motor al nervului frenic-acolo unde nervul frenic trece mai aproape de suprafață — se întreține o ventilație pulmonară adecuată. Caracteristicile stimulilor determinate și reglate de aparat după nevoie, determină direct proporțional caracteristicile respirației (durata inspirației și expirației — amplitudinea și bruschețea — panta inspirației).

In ultimul deceniu, medicina a făcut progrese deosebite cu ajutorul tehnicei. Aparatele de anestezie cu circuit închis, electrocardiograful, electroencefalograful, angiocardiograful reprezintă numai unele din mijloacele care au deschis perspective noi în medicină în probleme de diagnostic, anestezie, reanimare, tratament.

Respiratorul electro-frenic este încă un exemplu de aport pozitiv, de real folos, pe care tehnica îl aduce în medicină. El își găsește aplicație ca mijloc de tratament, de reanimare în o serie de accidente și de afecțiuni care ajung să afecteze respirația, oprind-o sau tulburîndu-i caracterele ei.

Sînt cunoscute multe metode de respirație artificială. Manuale sau mecanice, diferite ca principii de construcție sau de folosire, ele ajung să fie uneori insuficiente alteori ineficace, prin manevrarea lor greoaie sau prin lipsa unui mijloc precis de dozare a celor două mișcări care introduc sau scot aerul din plămîni — inspirația și expirația.

Mecanismul respirației normale este realizat printr-un centru al respirației situate în bulb, care trimite stimuli — comandă electrică — asupra mușchilor inspiratori și expiratori. Rolul principal în primul act al respirației — inspirația — este jucat de mușchiul diafragm. Comanda centrului respirator asupra mușchiului diafragm se face prin trenuri de impulsuri dealungul nervilor frenici.

Bazați pe aceste elemente de fiziologie, Sarnoff și colaboratorii și-au imaginat în ultimii ani o nouă metodă de respirație artificială realizată prin faradizarea frenicului.

După numeroase cercetări experimentale efectuate pe animale de experiență și pe indivizi normali, am elaborat în laboratorul de fiziologie și chirurgie experimentală a Spitalului Panduri un prototip de aparat electronic generator de stimuli electrici, care, aplicați pe nervul frenic, reușesc să întrețină o respirație artificială adecvată.

Am ajuns la construirea acestui aparat după ce am efectuat numeroase determinări electrofiziologice experimentale în scopul de a cunoaște caracteristicile normale ale excitanților electrici fiziologici, ce se propagă dealungul nervului frenic.

Acești curenți fiziologici sînt destul de greu de detectat din cauza tensiunilor mici culese, de ordinul 10—20 microvolți, precum și din cauza altor manifestări electro-biologice ce însoțesc acești stimuli de excitare.

La culegerea acestor stimuli au fost folosiți electrozi de argint clorurat, plasați direct pe nervul frenic și distanțați 10—12 mm. Nervul frenic a fost ținut suspendat de acești electrozi pe o distanță de 30—40 mm., menținuți în

condiții fiziologice normale și feriți de a ajunge în contact cu țesuturile înconjurătoare sau cu masa lichidă din apropierea lui. La manipularea nervului s-a avut în vedere ca acesta să nu fie traumatizat deoarece manifestările electrice normale sînt atenuate considerabil la cea mai mică lezare.

Animalul anesteziat a fost plasat într-o cușcă blindată electrostatic, izolat de atingeri cu ecranul cuștii și legat la pămînt într-un singur punct, comun cu punctul de legătură al prizei de pămînt la cușcă. S-au folosit amplificatoare biologice cu intrarea simetrică, de mare impedanță, 3—5 MΩ.

Intrarea simetrică are avantajul de a asigura o stabilitate mare la determinări, este mai puțin sensibilă la eventualele fluctuații ale tensiunei anodice și mai ales asigură o culegere comodă a tensiunilor utile, prin eliminarea tensiunilor perturbatoare induse electrostatic de rețeaua de curent alternativ, tensiuni ce nu sînt complet reduse la ecranare.

Aceste tensiuni perturbatoare se produc între masa animalului și potențialul zero al prizei de pămînt. Ajungînd în fază și cu amplitudini aproximativ egale la cele două grile de comandă ale montajului simetric, sînt defazate și anihilate de montaj.

O altă problemă de rezolvat la aceste amplificatoare a fost folosirea la primul etaj de amplificare a unor tuburi cu rezistența de sgomot cît mai mică. In cazul nostru am folosit tuburi 6AC7 selecționate.

Traseele obținute prin fotografierea ecranului unui tub catodic ne-au arătat că impulsurile fiziologice culese se diferențiază net față de tensiunile perturbatoare, putîndu-se determina frecvența stimulilor în timpul fazei de excitație, durata fazei de excitație precum și durata fazei de repaus, de relaxare.

Prin analizarea acestor trasee am obținut primele date necesare construcției aparatului. Aceste date sînt :

1) frecvența stimulilor de excitație 40—60 stimuli pe secundă ;

2) durata trenului de stimuli între 0,5 și 2 secunde ;

3) durata pauzei între trenurile de stimuli între 0,5 și 2 secunde.

In afară de aceste date am ținut seama de o altă serie de condiții electrofiziologice ale stimulilor :

a) Durata unui stimul să se apropie cît mai mult de o excitație cronaximetrică normală, adică să se folosească timpi de excitație minimi pentru obținerea efectului de excitație cu o tensiune cît mai apropiată de pragul fiziologic de excitație. In acest scop s-a ales ca durată de stimuli 2 milisecunde.

b) Stimulii vor trebui să aibă o componență bifazică. In cazul folosirii unor stimuli monofazici s-ar produce o polarizare a regiunei de excitație și, ca urmare, o creștere a pragului de excitabilitate al zonei respective.

c) Tensiunile stimulilor de excitație trebuie să permită o depășire comodă a pragului electric de excitabilitate fiziologică a nervului frenic, prin intermediul țesuturilor interpuse. Tensiunea prag medie de excitare a nervului frenic descoperit fiind de 2—3 volți, am ales ca tensiune maximă pentru învingerea rezistenței țesuturilor o tensiune de zece ori mai mare, 30 volți.

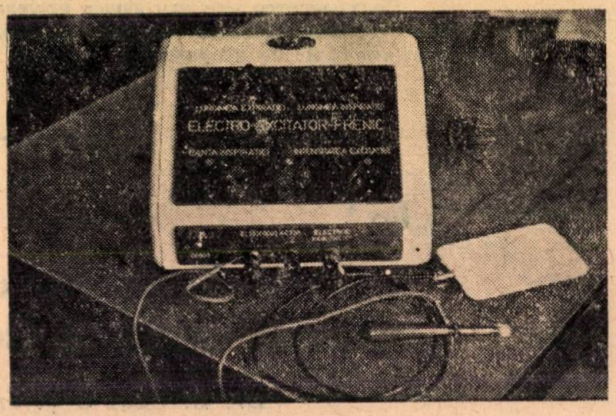


Fig. 1.
Excitatorul electrofrenic.

d) Inceperea fazei de excitație trebuie să se facă cu o creștere treptată a amplitudinei stimulilor, realizîndu-se așa zisa „pantă" a inspirației, deoarece faza inspiratorie corespunde fazei de excitație.

Schema aparatului este dată în fig. 2.

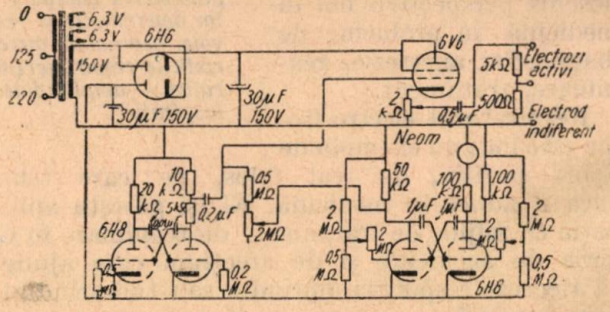


Fig. 2.
Schema aparatului de respirație electro-frenică.

Multivibratoarele întrebuințate sînt elemente clasice ale circuitelor electronice. Caracteristicele de dimensionare au fost date de punctele de mai sus precum și de condițiile

$$R\ (\mu\text{-}1) > R_1$$

unde :

R este rezistența din circuitul anodic ;

R_1 — rezistența internă a tubului ;

μ — coeficientul de amplificare al tubului ;

Multivibratorul simetric generînd impulsuri de lungă durată, 0,5—2 secunde, este echipat

cu tubul 6 SN 7 şi foloseşte o pozitivare a grilelor de comandă pentru a obţine o oscilaţie stabilă. Durata t a pulsului este dată de relaţia

$$t = C \cdot R_g \cdot \ln \frac{RI_a + E_a}{U_0 + E_a}$$

unde :

C este capacitatea de cuplaj grilă-placă ;
R_g — rezistenţa de grilă ;
R — rezistenţa anodică ;
I_a — curentul anodic ;
E_a — tensiunea de pozitivare a grilei de comandă ;
U_0 — tensiunea anodică.

Multivibratorul asimetric, generînd pulsuri cu o frecvenţă de 60 pulsuri/secundă, cu o durată de 2 m s este echipat cu tubul 6SN 7.

Durata pulsurilor şi a pauzei între pulsuri sînt date de relaţiile

$$t_1 = R_{g1} \cdot C_2 \ln \frac{R_2 I_{a2}}{U_0}$$

$$t_2 = R_{g2} \cdot C_1 \ln \frac{R_1 I_{a1}}{U_0}$$

unde :

R_{g1} este rezistenţa de grilă a tubului 1 ;
R_{g2} — rezistenţa de grilă a tubului *2* ;
R_1 — rezistenţa anodică a tubului *1* ;
R_2 — rezistenţa anodică a tubului *2* ;
I_{a1}, I_{a2} — curenţii anodici ai tubului *1* şi *2* ;
C_1 — capacitatea de cuplaj de la placa tubului *1* la grila tubului *2* ;
C_2 — capacitatea de la placa *2* la grila *1*.

Etajul de blocaj este echipat cu lampa 6 V 6, iar circuitul de ieşire se face pe o rezistenţă de catodă de 2000 ohmi.

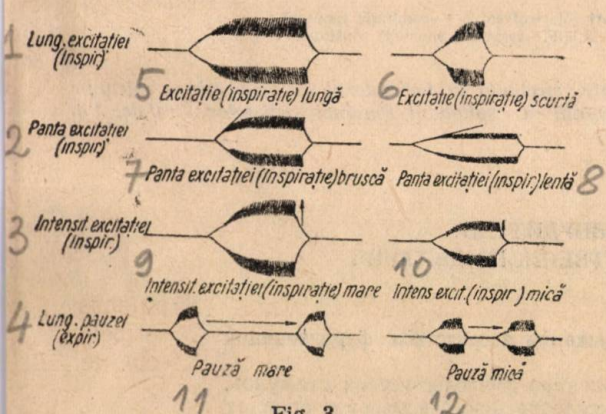


Fig. 3.
Caracterele excitaţiei

Tensiunea culeasă de pe catoda tubului 6 V 6 este diferenţiată de condensatorul de 0,5 μF şi rezistenţa de 5000 ohmi.

Tensiunea anodică necesară acestui montaj, o cascadă de două tensiuni, se obţine în mod economic prin folosirea unei duble diode în montajul clasic de dublare de tensiune.

Ca elemente reglabile la acest montaj avem rezistenţele de grilă ale multivibratorului de blocaj care poate varia durata pulsului de blocaj şi durata pauzei între pulsuri.

Rezistenţa de grilă a tubului 6 V 6 variază panta pulsului de blocaj.

Tensiunea de excitaţie se reglează cu ajutorul potenţiometrului de 2000 ohmi, din circuitul de catodă al tubului 6 V 6.

Aparatul a fost realizat cu o schemă cît mai simplă şi cu minimum de materiale necesare.

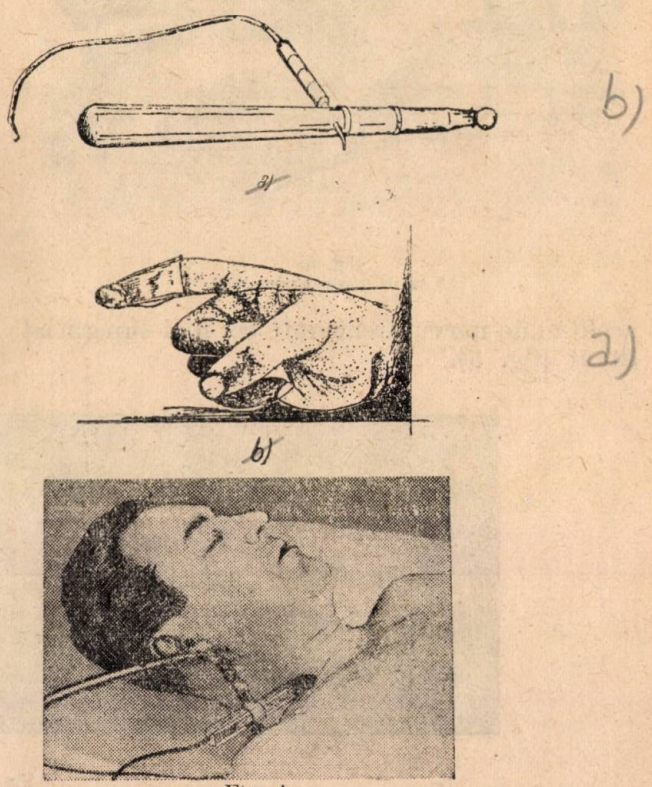


Fig. 4
a — electrod digital ; *b* — electrod tip toc ; *c* — electrod tip toc fixat de masa de reanimare.

Aparatul (fig. 1) este cuprins într-o cutie de metal de dimensiuni potrivite, uşor de transportat şi este alimentat de la curentul de reţea de 110 sau 220 volţi curent alternativ. Tabloul de comandă cuprinde un întrerupător de punere în funcţiune, un bec de neon care se aprinde ritmic odată cu generarea curentului de excitaţie, două borne în care se introduc cei doi electrozi — activ şi inactiv — şi patru butoane care reglează frecvenţa impulsiilor, amplitudinea impulsiilor, durata trenului de impulsuri şi durata pauzei între trenurile de impulsuri (fig. 3).

Electrozii, din metal, sînt înveliţi în prealabil în tifon înmuiat în soluţie salină. Umiditatea lor permite să se facă un contact mai strîns cu tegumentele pe care se aplică. Electrodul inactiv mai plat se fixează cu benzi de leucoplast între omoplaţi, în timp ce electrodul activ, (fig. 4) mai ascuţit şi de forme diferite (electrod digital

în formă de deget de mănuşă, electrod — toc aplicat cu mîna sau în formă de toc ţinut aplicat de un dispozitiv fixat la masă), este aplicat pe punctul motor al nervului frenic,

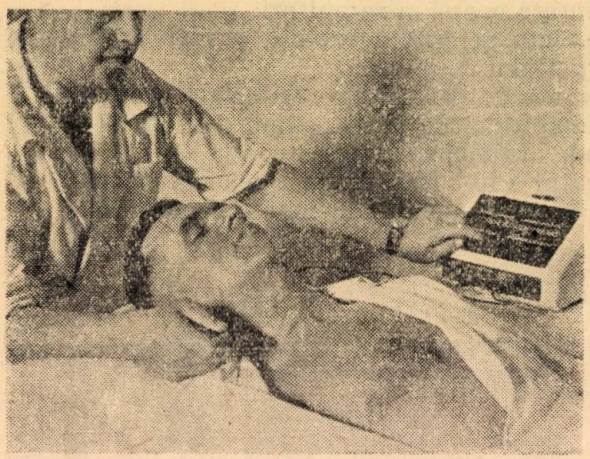


Fig. 5.
Modul de folosire a aparatului.

acolo unde nervul frenic este cel mai superficial situat (fig. 5).

O dată punctul motor descoperit, diafragmul se contractă şi determină inspiraţia; urmează apoi o pauză în care diafragmul se relaxează, iar plămînul, datorită elasticităţii sale, alungă aerul din plămîni — expiraţia. Frecvenţa, amplitudinea şi panta inspiraţiei ca şi durata expiraţiei sînt reglate prin acţionarea butoanelor corespunzătoare de pe tabloul de comandă. Mişcările respiratorii normale în experienţele pe normal, ca şi apneea sau eventualele neregularităţi patologice ale respiraţiei sînt inhibate şi în locul lor, stimulii aparatului întreţin o respiraţie artificială reglabilă, eficace. (fig. 6).

Cercetările experimentale pe animal şi om au dovedit eficacitatea şi caracterul fiziologic al respiraţiei artificiale întreţinute prin excitarea electrică a nervului frenic. Respiraţia electro-frenică îşi găseşte aplicaţie în oprirea sau turburările respiratorii întîlnite în cursul unor accidente operatorii, anestezice, în poliomielita acută forma bulbară, în accidente de muncă — electrocutare, întoxicaţii cu substanţe toxice, în înnec etc.

Respiraţia electro-frenică complectează mijloacele de reanimare respiratorie şi prin efectele ei fiziologice şi uşurinţa punerii în aplicare, s-a dovedit superioară altor mecanisme de producere a unei respiraţii artificiale.

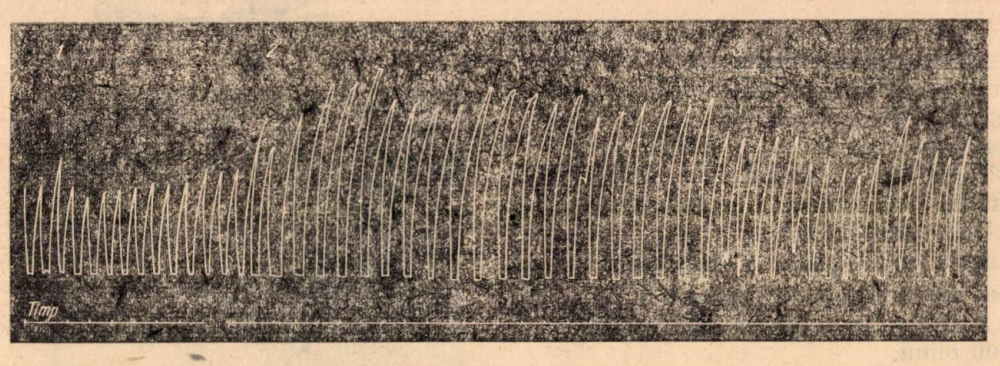


Fig. 6.
Graficul unei respiraţii normale continuată continuată cu respiraţie electrofrenică 1—respiraţie spontană; 2—R.E.F., intensitatea excitaţiei $^3/_4$; 3—întreruperea bruscă a R.E.F.—respiraţia spontană continuă.

(Lucrare efectuată în Laboratorul de fiziologie şi chirurgie experimentală a spitalului Panduri - director, Prof.dr. Th. Burghele)

★

ЭЛЕКТРО-ФРЕНИЧЕСКИЙ ВОЗБУДИТЕЛЬ ЭЛЕКТРОННЫЙ АППАРАТ ДЛЯ ИСКУССТВЕННОГО ДЫХАНИЯ

Резюме

Представляется новый метод искусственого дыхания посредством фарадеизации френического нерва (метод Сарноффа).

После изложения характеристик нормальных электро-физиологических стимулов, полученных вследствии личных экспериментальных исследований, описывается аппарат для электро-френического возбуждения, который, учитывая нормальные физиологические элементы, посредством наложения активного электрода на моторную точку френического нерва — там где нерв проходит ближе к поверхности — поддерживает соответствующую легочную вентиляцию.

Характеристики стимулов определяемых и регулируемых по необходимости аппаратом, определяют прямо пропорционально характеристики дыхания (продолжительность вдоха и выдоха—амплитуду и резкость—куртизну вдоха).

Eficacitatea sistemelor de telecomunicaţii

Prof. ing. S. CONDREA

621. 391. 1

Se expun diferite metode şi criterii pentru evluarea eficacităţii de transmitere în diferitele genuri de telecomunicaţii. Stabilirea de norme obiective pentru aprecierea calităţii transmisiunilor p ezintă dificultăţi în special în comunicaţiile telefonice. Prin analiza compoziţiei semnalelor şi a factorilor care contribuie la distorsiunea şi perturbarea lor, se ajunge la procedeele de măsurători şi de calcul a eficacităţii de transmitere telefonică. Se trece apoi la criteriile generale de eficacitate, pentru orice sistem de telecomunicaţii, expunîndu-se principiile de evaluare cantitativă a informaţiilor transmise. Se arată că stabilirea eficacităţii de transmitere a diferitelor sisteme şi căi de telecomunicaţii a căpătat o importanţă deosebită, o dată cu apariţia modulaţiei în impulsuri şi a legăturilor prin radiorelee.

Eficacitatea instalaţiilor electrotehnice se apreciază, în general, prin randamentul energetic. Instalaţiile de telecomunicaţii, care transmit de asemenea energie electrică, deşi în cantităţi infinitezimale faţă de cele energetice, pot comporta şi ele un randament.

Dar randamentul energetic—raportul dintre puterea activă emisă şi puterea activă primită în receptor — este în acest caz extrem de redus, putînd fi de ordinul 10^{-6} sau mai puţin. Acest randament nu este determinant pentru calitatea transmisiunii, deoarece pierderile de putere se compensează prin amplificări corespunzătoare.

Spre deosebire de electrotehnică, în telecomunicaţii randamentul nu se raportează la puterea consumată de generator ci la o putere optimă de referinţă. De asemenea, în loc de procente se ia logaritmul procentului, cu semn schimbat. Astfel avem randamentul logaritmic în putere reală, care se numeşte „atenuare transductică" şi randamentul logaritmic în putere aparentă, care poate fi „atenuare compusă" sau „atenuare de inserţie". Expresia generală a acestor atenuări este :

$$a = \frac{1}{2} \ln \frac{P_0}{P_r},$$

unde P_0 este, respectiv — puterea reală maximă ce o poate debita generatorul dat pe o sarcină optimă (conjugata impedanţei generatorului), în cazul atenuării transductice — puterea aparentă ce o poate debita generatorul pe o sarcină cu impedanţa egală cu impedanţa sa internă, în cazul atenuării compuse şi — puterea aparentă ce ar debita-o generatorul, dacă ar fi legat direct pe sarcină (receptor), în cazul atenuării de inserţie. P_r este puterea consumată în receptor, prin intermediul sistemului sau cuadripolului de telecomunicaţii, reală în primul caz şi aparentă în ultimele două cazuri. Valoarea atenuării respective se exprimă în *neperi* sau în 8,6868 *decibeli*.

Aceste mărimi caracterizează transmisiunea în regim permanent a undelor sinusoidale. In cazul telefoniei obişnuite, de frecvenţă vocală, o atenuare de 3,3 neperi, care reprezintă limita practică a unei audiţii acceptabile, corespunde la o distanţă de jumătate lungime de undă pe un cablu, sau la cel mult 2 — 3 lungimi de undă, pe o linie aeriană. Insă unda sinusoidală este numai o componentă teoretică a fenomenului mult mai complex ce se propagă prin sistemul de telecomunicaţii. De aceea, pentru evaluarea eficacităţii acestor sisteme, trebuie luat în considerare *semnalul*, care reprezintă copia electrică aproximativ fidelă a mesajului transmis.

Capacitatea de transmitere a sistemelor telegrafice

Telegrafia foloseşte ca semnale succesiuni de impulsuri de curent, modulate într-un anumit fel, pentru a putea reprezenta simbolul grafic transmis (înţelegem prin modulaţie, în acest caz, schimbarea formei, poziţiei sau numărului impulsurilor, după o anumită regulă).

Aparatele telegrafice, începînd de la primul tip, inventat de savantul rus P. L. Şilling, în anul 1832, pînă la cele mai recente tipuri de teleimprimatoare, folosesc, în general, *modulaţia impulsurilor în cod.* Astfel, în teleimprimatorul tip ST-35 diferitele simboluri grafice sînt reprezentate prin combinaţii de 5 impulsuri de curent, avînd două valori posibile (de exemplu 1 şi 0 sau +1 şi —1). In fig. 1 sînt arătate, ca exemplu, combinaţiile pentru literile *t* şi *u*, în funcţionarea cu simplu curent. Se vede că numărul total de combinaţii posibile (aranjamente de două valori, luate cîte 5, cu repetiţie) este $2^5 = 32$. Pe acelaşi principiu se bazează şi modulaţia în cod a impulsurilor pentru *radiorelee*, unde fiecare combinaţie din cele $2^7 = 128$, reprezintă o treaptă de amplitudine a unei oscilaţii de frecvenţă vocală, cuantificată în acest scop.

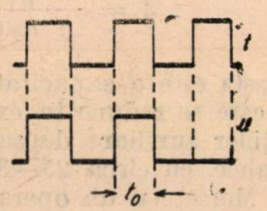


Fig. 1.
Exemplu de cod telegrafic cu 5 impulsuri elementare

Unele aparate telegrafice, cum a fost primul aparat imprimător, realizat de B. S. Iacobi în 1850, şi apoi aparatul Hughes în 1855, au adoptat *modulaţia impulsurilor în timp* (în poziţie), asigurînd fiecărui simbol grafic o poziţie diferită în timpul unei rotaţii sincrone la emisie şi recepţie. Acesta este, în principiu, procedeul cel mai răspîndit astăzi pentru mo-

dulația impulsurilor, în telecomunicațiile multiple prin radiorelee. Diferența esențială este că în acest caz durata impulsurilor este de ordinul 0,5 μ s, iar în telegrafie este de multe zeci de mii de ori mai mare, de exemplu 20 ms. Modulația impulsurilor în durată (în lărgime) a fost utilizată pentru prima oară în aparatele telegrafice Morse.

Pentru aprecierea eficacității de transmisie a sistemului telegrafic se întrebuințează noțiunea de *viteză de telegrafiere*, care reprezintă numărul de impulsuri elementare (de curent sau lipsă de curent) ce se transmit pe o linie într-o secundă. Dacă t_0 este durata unui astfel de impuls elementar, viteza de telegrafiere, măsurată în unități Baud, va fi $N = 1/t_0$. Prin acord internațional s-a normalizat această viteză la 50 Baud, ceea ce corespunde la un impuls elementar de $1/50 = 20$ ms.

Cum însă semnalul transmis de aparatul telegrafic este un ansamblu de impulsuri, modulate de simbolurile care formează mesajul, capacitatea de transmitere de mesaje va depinde și de compoziția semnalului (codul sau poziția impulsurilor) și de compoziția mesajului (structura limbii). Astfel, dacă notăm cu a numărul mediu de litere într-un cuvînt și cu b numărul mediu de impulsuri (sau de durate elementare) din care este format un simbol, capacitatea de transmitere, în cuvinte pe oră, va fi:

$$A = \frac{N \cdot 60 \cdot 60}{a \cdot b} .$$

Aceasta este o capacitate teoretică a aparatelor, care se reduce în exploatare, din cauza operațiilor auxiliare de serviciu și al erorilor inevitabile, cu circa 25—30%. Astfel, la aparatele Morse, cu un operator mijlociu, se obține o capacitate teoretică de circa 800 cuvinte pe oră și una de exploatare de circa 560 cuvinte pe oră. La aparatele teleimprimătoare ST—35, cifrele respective sînt aproximativ 2 800 și 1850.

Sistemele telegrafice moderne comportă însă perfecționări, atît în mecanismul aparatelor de transmitere, cît și în sistemul de utilizare al căii. In locul transmiterii manuale se poate întrebuința transmiterea automată, de cîteva ori mai rapidă decît prima și în locul telegrafiei simple, telegrafia multiplă, cu 12 sau 18 căi. Capacitatea de transmitere se va multiplica deci cu factorii respectivi, de automatizare și de multiplare.

Indicele de calitate al transmisiunilor telefonice

In telefonie nu se poate considera o viteză de transmitere, care este o însușire a vorbitorului, nu a instalației. Aici prin eficacitate se poate înțelege un *indice de calitate*, prin care să se evalueze capacitatea sistemului, sau a unei părți din el (linie, echipament), de a transmite cît mai corect o convorbire, adică o cît mai mare cantitate din conținutul inteligibil al semnalului telefonic. Această eficacitate este o funcție de numeroși factori, printre care cei mai importanți sînt: *atenuarea* circuitului, *banda de frecvențe* efectiv transmisă, *distorsiunea de neliniaritate* și *perturbațiile* exterioare. Primii trei factori se pot grupa în categoria „*atenuare la diferite frecvențe*, iar ultimii doi în categoria „*frecvențe străine*" apărute.

Măsura capacității de transmisie a unui sistem telefonic trebuie să înglobeze pe toți acești factori și efectul lor asupra audiției, pentru a putea reprezenta efectiv calitatea de transmitere a convorbirilor. In prezent, se întrebuințează pentru această măsură așa numitul *echivalent de referință*. Aceasta înseamnă că se compară, prin încercări de convorbire alternativă, sistemul telefonic necunoscut, cu un *sistem fundamental de referință*. Se reglează sistemul care este mai eficace — în general sistemul de referință — cu ajutorul unui atenuator variabil, pînă se obține aceeași impresie sonoră în ambele sisteme. Incercarea se repetă cu diferiți operatori și valoarea medie a atenuării introduse (decibeli sau neperi) reprezintă *echivalentul de referință*, adică cu cîți dB sau N este mai bun sistemul fundamental decît cel încercat. Operatorul care vorbește — spunînd o frază uzuală, sau un șir de cuvinte selecționate, astfel ca să cuprindă majoritatea sunetelor dintr-o limbă — își controlează în permanență „volumul" vocal, păstrîndu-l cît mai constant, cu ajutorul unui *indicator de volum*. Incercările acestea sînt laborioase și nu dau rezultate concludente decît cu echipe de operatori selecționați și antrenați. Pentru controlul producției de aparate telefonice, s-au pus la punct instalații pentru măsurători de echivalent de referință fără operatori, prin care se reduce timpul unei încercări, de la 20—30 minute la 2—3 minute. Acestea comportă o „voce artificială", constituită dintr-un generator electric de sunete complexe, cu compoziția de frecvențe și intensități a vocii naturale, o gură artificială, pentru imitarea cîmpului acustic al vorbirii, o ureche artificială, cu sensibilitatea selectivă a urechii și, însfîrșit, un indicator de „echivalent", calibrat în dB sau N. In fig. 2 se arată schema de bloc pentru echivalentul de referință la transmitere (a) și la recepție (b).

Dar, aceste măsurători sau evaluări ale eficacității sistemelor telefonice, nu țin seama de toți factorii care contribuie la calitatea transmisiei, adică la randamentul de comunicații al circuitului. Printre factorii omiși cei mai importanți sînt limitarea benzii de frecvențe efectiv transmise și zgomotul circuitului.

De aceea, în proiectele de transmisiuni telefonice, trebuie să se adauge la echivalentul de referință măsurat sau calculat, cîte un supli-

ment de atenuare datorit fiecărui din factorii menționați. Pentru reducerea calității de transmisie datorită limitării superioare a benzii de frecvențe se folosește curba dată în fig. 3 sau una analogă, care arată suplimentul de atenuare, funcție de limita superioară a frecvenței efectiv

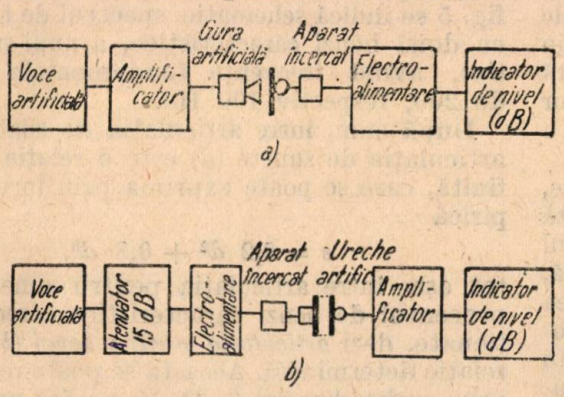


Fig. 2.

Schema bloc pentru măsurarea echivalentului de referință la transmitere *(a)* și la recepție *(b)* fără operatori.

transmisă pe circuit. Pentru zgomote reducerea calității se calculează după tabela următoare:

Tensiunea electromotoare psofometrică, în mV	Supliment de atenuare datorit zgomotului, în dB
< 2,5	0
2,5—5,0	1
4,0—5,5	2
5,5—7,0	3
7,0—8,5	4
> 8,5	5

In prezent, Comitetul Consultativ Internațional de Telefonie (C.C.I.F.) recomandă, pentru

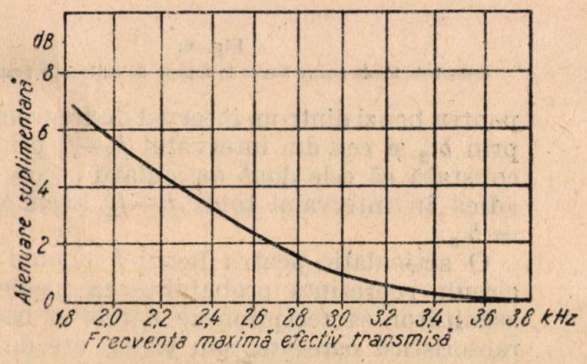


Fig. 3.

Reducerea calității de transmisie prin îngustarea benzii de frecvențe efectiv transmise.

evaluarea calității de transmisie, noua metodă de măsură a „atenuării echivalente de neclaritate" (A.E.N.).

Aceasta se bazează pe măsurători de *articulație* (claritate). In acest scop se utilizează liste tip de *logatomi*, adică silabe compuse dintr-o consonanță inițială (consoană unică sau grup de consoane), o vocală intermediară și o consonanță finală. Se aleg logatomi care nu au un înțeles particular în limba respectivă. Articulația de logatomi este definită ca procentul de logatomi corect recepționați printr-un circuit oarecare, raportat la numărul total de logatomi transmiși.

O măsură mai cuprinzătoare, dar mai laborioasă, este *inteligibilitatea frazelor*, adică procentul de fraze, dintr-un text oarecare, corect recepționate, raportat la numărul total de fraze transmise. Numeroase încercări de laborator au arătat că între articulația logatomilor și inteligibilitatea frazelor este o relație bine definită, care se exprimă mai ușor printr-o

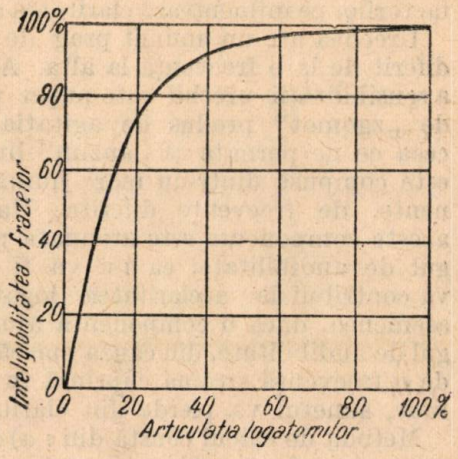


Fig. 4.

Inteligibilitatea frazelor în procente de fraze corect înțelese, în funcție de articulația logatomilor.

curbă (fig. 4). Se vede din această curbă că o articulație de 80% este suficientă pentru a avea o inteligibilitate a frazelor de 100%.

Măsurătorile de articulație reprezintă, în prezent, criteriul cel mai complet pentru determinarea calității transmisiei telefonice. Atenuarea echivalentă de neclaritate se măsoară cu un Aparat de Referință pentru A. E. N. (A.R. A.E.N.), făcîndu-se încercări de articulație alternate, pe sistemul cercetat și pe aparatul de referință, cu valori diferite de atenuare introduse în linie, pînă ce se reduce articulația foarte mult în ambele sisteme. Se calculează din aceste rezultate *articulația de sunete* adică procentul vocalelor și consonantelor corect percepute, în raport cu numărul total al lor, cuprins în lista logatomilor transmiși. Aceste valori se trec pe curbe ce reprezintă variația articulației de „sunete" în funcție de atenuarea introdusă. Se ia valoarea A_1 a atenuării introduse în sistemul încercat, corespunzătoare la o articulație de 80% și valoarea A_2 din sistemul de referință, pentru aceeași articulație și diferența acestor două valori (A_1—A_2) este, prin definiție, *atenuarea echivalentă de neclaritate.*

Este evident că astfel de măsurători nu se pot face decît în laboratoare de cercetări, cu echipament adecvat și personal antrenat. S-a constatat că pentru a obține valori de articulatie cu o eroare probabilă mai mică de 1%, este nevoie să se transmită circa 5 000 logatomi. In măsurătorile de A.E.N., cu zece valori diferite

de atenuare, plus încercările de etalonare a echipei de operatori, ar trebui citiți circa 60 000 logatomi, ceea ce necesită, la o viteză medie de 20 pe minut, un timp de 50 de ore.

Pentru aplicațiile practice și mai ales pentru proiectări, cînd sistemul de transmisie nu este încă realizat, este nevoie de o metodă rapidă de predeterminare prin calcul a articulației, din caracteristicile electrice ale sistemului. Această metodă se bazează pe analiza componentelor vocii vorbite, a structurii statistice a vorbei și a factorilor ce influențează claritatea audiției.

Urechea are un anumit prag de audibilitate, diferit de la o frecvență la alta. Această limită a sensibilității urechii este puțin peste nivelul de „zgomot" produs de agitația Browniană, ceea ce ne permite să „auzim" liniștea. Vocea este compusă dintr-un mare număr de componente, de frecvențe diferite. Dacă una din aceste componente este atenuată pînă sub pragul de audibilitate, ea nu va fi percepută și va contribui la neclaritatea logatomului. De asemenea, dacă o componentă ajunge sub pragul de audibilitate, din cauza mascării provocate de o frecvență străină cuprinsă în zgomotul de linie, sunetul va pierde din claritate.

Metoda de calcul constă din : *a*) determinarea componentelor vocale care pot ajunge la urechea ascultătorului, cu un nivel peste pragul de audibilitate respectiv, după ce au străbătut circuitul, cu toți factorii lui de distorsiune și *b*) calculul articulației de sunete din elementele acestei analize. Analiza spectrală a sunetelor

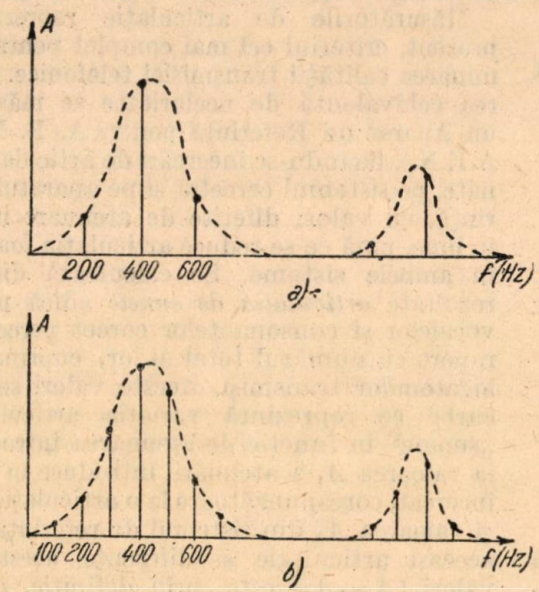


Fig. 5.
Sectorul de frecvențe al unui „sunet vocal" (vocală sau consonantă) teoretic, avînd „fundamentala" respectiv 200 Hz *(a)* și 100 Hz *(b)*.

vorbirii (vocale, consoane), arată că ele sînt compuse în esență dintr-una sau mai multe benzi înguste de frecvențe predominante, numite *benzi caracteristice*. Prin detectarea poziției acestor benzi în spectrul de frecvențe al vocii, creerul poate identifica ce sunet anume a fost emis. Un același sunet (o vocală, sau o consonanță anumită) poate avea frecvențe fundamentale și armonice diferite în conținutul benzilor, după timbrul și tonul vocii, dar mereu aceeași poziție a benzilor caracteristice. Astfel de exemplu în fig. 5 se indică schematic spectrul de frecvențe, cu două benzi caracteristice, a unui sunet (fictiv), avînd frecvențe fundamentale diferite, de 200, respectiv 100 Hz.

După cum, între articulația de silabe (s) și articulația de sunete (d) este o relație bine definită, care se poate exprima prin formula empirică

$$s = 0{,}2\ d^2 + 0{,}8\ d^3,$$

tot așa, între articulația pentru sunete (d) și procentul de benzi caracteristice corect recepționate, deci *articulația pentru benzi* (b), este o relație determinată. Aceasta se poate reprezenta prin curba din fig. 6. Dacă notăm articulația

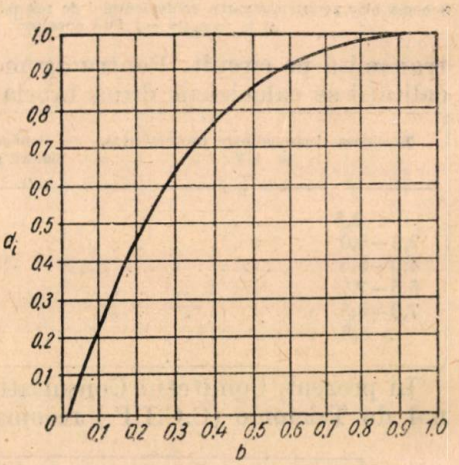


Fig. 6.
Articulația ideală pentru sunete în funcție de articulația pentru benzi.

pentru benzi dintr-un interval de frecvențe f_1—f_2 prin b_{12} și cea din intervalul f_2—f_3 prin b_{23}, se constată că cele două articulații se pot aduna, adică în intervalul total f_1—f_3 avem $b_{12} + b_{23} = b_{13}$.

O articulație pentru benzi b a unui anumit circuit reprezintă probabilitatea medie ca un ascultător să recepționeze corect o bandă caracteristică oarecare, sau că el are de ales, la întîmplare, din $1/b$ benzi diferite posibile, pe cea corectă. Dacă formăm grupuri (teoretice) de n benzi diferite, probabilitatea de a recepționa corect unul din ele este evident b^n, iar $1/b^n$ este numărul de alternative din care trebuie să aleagă una, pe cea corectă. Cele $(b^{-n}—1)$ alternative de grupuri teoretice nealese, pot reprezenta sunete ale vorbirii sau nu.

Fie c_n proporția, din numărul lor total, al grupurilor ce reprezintă sunete. Numărul de sunete vocale posibile va fi deci $c_n(b^{-n} —1)$. Adunînd la aceasta 1, sunetul vocal ce trebuie ales (cel corect), obținem numărul alternati-

velor de sunete vocale, din care ascultătorul trebuie să aleagă pe cel corect :
$N = 1 + c_n(b^{-n}—1)$.

Probabilitatea ca să aleagă din cele N variabile aleatoare independente pe cea corectă, adică articulația pentru sunetele cu n benzi caracteristice va fi :

$$d_n = \frac{1}{1 + c_n\left(\frac{1}{b^n} - 1\right)}.$$

Insumînd pentru toate sunetele vocale, cu 1, 2...n benzi caracteristice, *articulația ideală pentru sunete* va fi :

$$d_i = \sum_1^n \frac{k_n}{1 + c_n\left(\frac{1}{b_n} - 1\right)}, \qquad (1)$$

unde k_n reprezintă proporția de sunete vocale cu n benzi, din numărul total de sunete ale vorbirii. S-a numit articulație ideală pentru că se referă la încercări teoretice, efectuate de echipe ideale de operatori, cu performanțe normale și constante.

In mod experimental, s-a determinat curba ce reprezintă variația nivelului mediu (în dB)

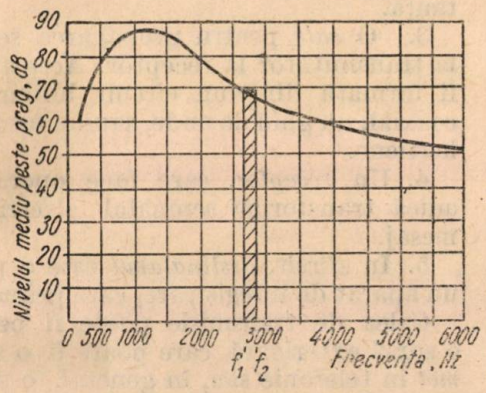


Fig. 7.
Nivelul mediu peste pragul de audibilitate

peste pragul de audibilitate, în funcție de frecvențele medii ale tuturor benzilor caracteristice conținute în vorbire. In fig. 7 este trasată curba medie, pentru tot intervalul de frecvențe vocale. De exemplu, sunetul *a* are două benzi caracteristice, cu frecvențele medii 875 și 2 100 Hz și nivelul peste prag, respectiv 93 și 83 decibeli. Curba medie trece mai jos de aceste valori particulare.

Peste această curbă se suprapune curba de atenuare-frecvență a circuitului studiat, calculată de la vorbitor la ascultător, deci inclusiv eficacitatea microfonului și receptorului. Diferența dintre ele (fig. 8) este nivelul mediu cu care ajunge componenta respectivă a vorbirii la urechea ascultătorului. La acest nivel corespunde, pentru fiecare interval elementar de frecvențe (de exemplu 100 Hz) și pentru fiecare nivel relativ (față de nivelul mediu peste prag) un anumit procent p de componente. In fig. 9 este dată curba de variație a lui p cu nivelul relativ n_r al intervalului de frecvențe respectiv (cîți dB sînt peste sau sub curba din fig. 7).

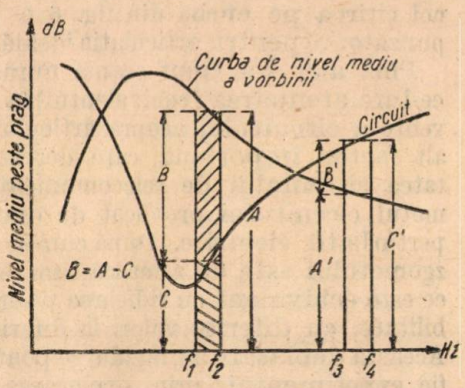


Fig. 8.
Diferența între nivelul peste prag și atenuarea circuitelor

Pentru fiecare interval elementar (de exemplu 100 Hz) corespunde, în ipoteza că atenuarea circuitului este zero, o articulație de bandă

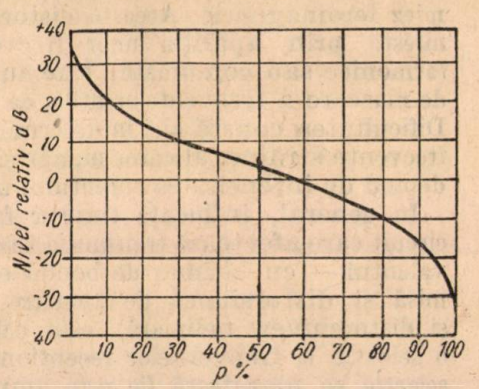


Fig. 9.
Procentul p de componente perceptibile, în funcție de nivel.

$b_{12} = \triangle b$. Variația acesteia (în funcție de frecvență, este arătată în fig. 10). Pentru toată gama de frecvențe vocale vom avea

$$b = \Sigma\, p.\ \triangle b.$$

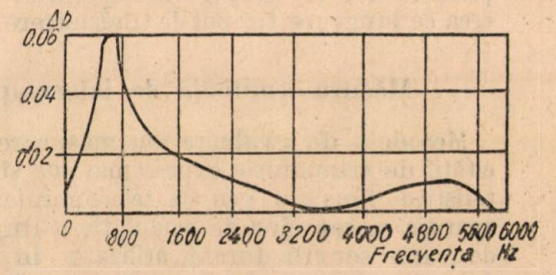


Fig. 10.
Variația articulației elementare de bandă (Δb) în funcție de frecvență

Această valoare se introduce în formula (1) unde c_n și k_n sînt constante ale vorbirii, specifice pentru fiecare limbă (pentru limbile europene sînt aproximativ aceleași). Pentru ușurarea

calculului se pot întocmi tabele, cu valorile lui $p\Delta b$ la diferite intervale de frecvențe și la diferite atenuări rezultante ale liniei. Operația constă, în acest caz, în însumarea acestor valori și apoi citirea pe curba din fig. 6 a valorii corespunzătoare pentru articulația ideală de sunete, d_i.

Pînă aici s-a ținut seama numai de efectul ce-l are atenuarea (echivalentul) la diferite frecvențe a circuitului asupra articulației. Dar, un alt factor important. care determină eficacitatea sistemului de telecomunicații, este zgomotul circuitului, provocat de diafonii sau alte perturbații electrice. După cum se știe, efectul zgomotului este de a masca sunetele utile, ceea ce este echivalent cu ridicarea pragului de audibilitate, cu diferite valori la diferite frecvențe. Această deplasare a pragului se poate determina, fie experimental, prin explorarea zgomotului cu un ton de frecvență variabilă, fie prin calcul, dacă se cunoaște spectrul de frecvențe al zgomotului.

Un al treilea factor care afectează articulația este distorsiunea de neliniaritate, provocată de microfon. tuburi electronice sau bobine cu miez feromagnetic. Această distorsiune se manifestă prin apariția unor frecvențe străine (armonice sau combinații), care au același efect de mascare a frecvențelor utile, ca și zgomotul. Dificultatea constă aici în determinarea acestor frecvențe străine, al căror număr și amplitudini depind de intensitatea curentului util.

In general, influența tuturor factorilor din circuit care afectează transmisia telefonică (echivalentul — cu lățimea de bandă efectiv transmisă și distorsiunea de atenuare, — zgomotul și distorsiunea neliniară), este echivalentă cu o selecție a frecvențelor recepționate. Această selecție se manifestă fie prin amputarea unor frecvențe marginale (limitarea lățimii de bandă), fie prin scoborîrea sub pragul de audibilitate — deci practic suprimarea unor frecvențe din interiorul benzii, atenuate mai mult sau mascate prin apariția perturbațiilor. In acest fel, cantitatea de convorbire inteligibilă transmisă pe unitatea de timp este redusă, sau, pentru completarea ei, se recurge la repetarea vorbelor, ceea ce lungește timpul de transmitere.

Măsura cantității de informație

Metodele de evaluare sau măsurare a eficacității de transmisie expuse mai sus sînt caracteristice fiecărui gen de telecomunicații. Prin apariția sistemelor de modulație a impulsurilor de foarte scurtă durată, utilizate în legăturile de radiorelee, s-a pus problema găsirii unui criteriu unic și general, valabil pentru toate variantele de electrocomunicații la mare distanță. Aceasta este necesar acum nu pentru aprecierea calității de transmisie a unei anumite legături, ci pentru evaluarea eficacității unui anumit sistem de telecomunicații, în comparație cu altul. Pentru aceasta, trebuie să trecem d la *forma semnalului*, specifică diferitelor modu de telecomunicații la *conținutul* lui inteligibil adică mesajul, sau *informația*.

Orice sistem de telecomunicații cuprinde î esență următoarele elemente, reprezentate î schema bloc din fig. 11.

1. *O sursă de informații*, care produce mesaju ce trebuie transmis. Acest mesaj este compu

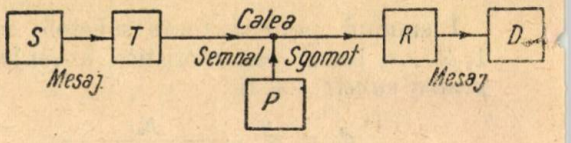


Fig. 11.
Schema principială a unui sistem de telecomunicații.

dintr-o succesiune de simboluri și poate fi succesiune de litere, grupate în cuvinte,— în te legrafie — o succesiune de sunete vocale, for mînd convorbirea — în telefonie — și o succe siune de puncte de intensități luminoase di ferite — în televiziune.

2. Un *transmițător*, care transformă mesaju în semnale electrice ce pot fi transmise la dis tanță.

3. O *cale* pentru propagarea semnalului d la transmițător la receptor. Această cale poat fi formată dintr-un circuit bifilar, un circui coaxial, un ghid de unde, sau un fascicul de und herțiene.

4. Un *receptor*, care face operația inversă adică transformă semnalul electric primit, î mesaj.

5. In sfîrșit, *destinatarul* este o persoană sa un aparat de înregistrare, care primește mesajul

Calea de transmisie poate fi perturbată d o sursă exterioară, care poate fi o sursă de *zgo mot* în telefonie sau, în general, o sursă de per turbații exterioare. Pe lîngă aceasta sistemu însuși poate avea surse sau cauze de interfe rențe interne. Pentru simplificare, vom con sidera mai întîi cazul sistemelor fără perturbați din afară.

Sistemul transmițător, care face legătur între sursa și cale, este — în sensul cel ma general — un transductor, putînd avea diferit funcții. Astfel, el poate transforma mesaju într-un semnal, cu spectru de frecvențe limita la lărgimea disponibilă, în calea de transmisie Această operație trebuie însă făcută fără alte rarea sau micșorarea informației cuprinsă î mesaj.

Din punct de vedere al structurii mesajelor sistemele de transmisie se împart în două : sis teme cu mesaje discrete, cum este telegraful unde mesajul este format dintr-o succesiun de simboluri grafice — și sisteme cu mesaj continue, cum este telefonul, unde mesajul est format dintr-o variație cvasicontinuă a presiuni acustice. Această clasificare este relativă, pentru

că un mesaj continuu poate fi considerat discontinuu, prin alegerea unor anumite valori discrete care să-l definească complet. Astfel, mesajul telefonic se poate considera că este format dintr-o succesiune de amplitudini discrete ale presiunii acustice, ceea ce corespunde şi cu sensibilitatea limitată a urechii, care nu poate distinge decît o anumită diferenţă de intensităţi acustice. Unda care reprezintă o excitaţie sonoră este aproximată de ureche în trepte finite şi trecerea la limită, adică la vorba continuă, se face în procesul interior al senzaţiei (fig. 12).

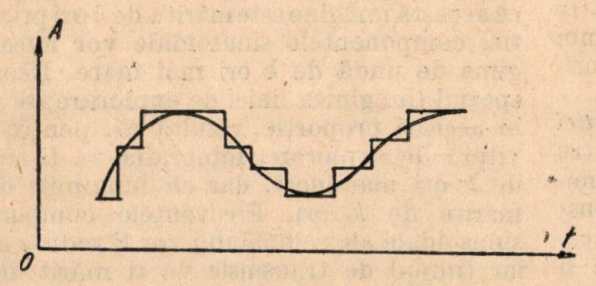


Fig. 12.
Aproximarea undei sonore prin trepte de amplitudine.

Semnalele, la rîndul lor, pot avea o structură continuă ca în telefonia obişnuită, sau discontinuă, (cu valori discrete) ca în telegrafie sau în telefonia prin impulsuri.

Cantitatea de informaţii cuprinsă într-un mesaj cu structură discretă depinde de numărul s de simboluri disponibile şi de numărul n de alegeri succesive făcute din aceste simboluri. Numărul total de permutaţii posibile este s^n. După n alegeri s-a precizat o informaţie din s^n posibile, deci s-a eliminat o nesiguranţă de mărime corespunzătoare. Cantitatea de informaţie creşte o dată cu n, deci cu precizarea unei combinaţii de n simboluri dintr-un număr de s^n combinaţii posibile. De aceea, pentru măsurarea tehnică a informaţiei, se ia $H = \log s^n = n \log s$, baza logaritmului fiind arbitrară.

Mai general, dacă considerăm un grup limitat de simboluri (de exemplu literele alfabetului) cu probabilităţile lor respective $p_1, p_2, \ldots p_n$ ($p_i \geqslant 0$, $\Sigma p_i = 1$), gradul de incertitudine (nedeterminare) pentru apariţia unui simbol oarecare, poate reprezenta o măsură a cantităţii de informaţie pentru acel simbol. Această mărime are expresia:

$$H(p_1,p_2 \ldots p_n) = -\sum_{k=1}^{n} p_k \log p_k,$$

unde logaritmul se ia cu o bază arbitrară, care defineşte unitatea de măsură şi se admite că $p_k \log p_k = 0$ pentru $p_k = 0$. Se vede că, dacă mesajul este compus dintr-un singur simbol, mereu acelaşi, probabilitatea lui este $p = 1$, iar $\log p = 0$, astfel că informaţia este zero, semnalul fiind cunoscut dinainte. Cînd avem două simboluri disponibile ($k = 2$, $p_2 = 1 - p_1$), gradul de nedeterminare, deci cantitatea de informaţie pe simbol este:

$$H = -(p_1 \log p_1 + p_2 \log p_2),$$

ce poate fi reprezentată printr-o curbă, cu maximum pentru $p_1 = p_2 = \frac{1}{2}$ (fig. 13).

Mărimea $H(p_1p_2, \ldots p_n)$ a fost numită *entropia* schemei de simboluri cu probabilităţile p_k, prin analogie cu noţiunea similară din mecanica statistică.

Dacă simbolurile schemei noastre sînt dependente în apariţia lor succesivă — de exemplu sînt legate de regulile limbii şi ale gramaticii — avem un *lanţ Marcov* simplu, staţionar, cu

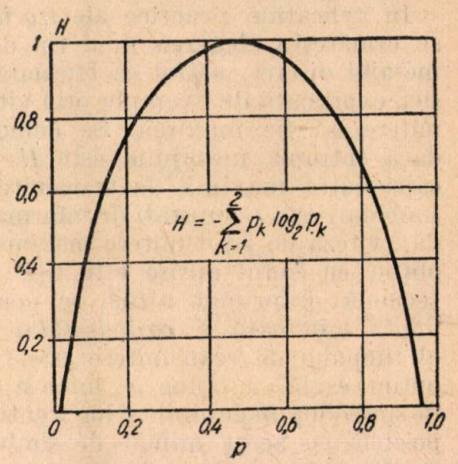


Fig. 13.
Entropia pentru două simboluri posibile, cu probabilităţile p şi $(1-p)$

probabilităţile de tranziţie p_{ik}. Apariţia fiecărui simbol nou (k) este în dependenţă de simbolul ce a fost emis anterior (i).

Notînd cu P_k probabilitatea schemei de a se găsi în starea A_k, avem:

$$\sum_{k=1}^{n} P_k p_{kl} = P_l \quad (l = 1,2,\ldots n).$$

Entropia pentru trecerea dintr-o stare i în starea următoare este

$$H_i = -\sum_{k=1}^{n} p_{ik} \log p_{ik}.$$

Entropia sursei de simboluri, adică măsura cantităţii medii de informaţie obţinută prin apariţia unui nou simbol, va fi valoarea medie ponderată a mărimii H_i, ponderea fiind probabilitatea P_i a stării respective. Expresia ei este

$$H = \sum_{i=1}^{n} P_i H_i = -\sum_{i=1}^{n} \sum_{k=1}^{n} P_i \, p_{ik} \log p_{ik}.$$

In cazul cînd simbolurile succesive sînt independente, s-a văzut că $H = -\Sigma p_k \log p_k$. Pentru s simboluri succesive probabilitatea mesajului format din ele va fi: $p = p_1^a \; p_2^b \ldots \ldots p_n^k$ — unde $a = p_1^s$, $b = p_2^s$, etc.

Rezultă următoarele relații aproximative, valabile și pentru cazul simbolurilor dependente :

$$\log p \approx s \sum_i p_i \log p_i,$$

$$\log p \approx - sH ;$$

deci

$$H \approx \frac{\log p^{-1}}{s},$$

adică entropia mesajului este egală aproximativ cu logaritmul inversului probabilității unui mesaj tipic lung, împărțit la numărul simbolurilor din mesaj.

In aplicațiile practice ale *teoriei informației* se urmărește alegerea unui tip de *cod* pentru mesajul discret, astfel ca eficacitatea transmisiei, exprimată de exemplu prin viteza de transmitere, să fie maximă. Se demonstrează că, dacă entropia mesajului este H pe simbol și capacitatea maximă de transmitere a celor n simboluri este C (unități de informație pe secundă), viteza de transmitere maximă ce se poate obține cu codul optim este C/H simboluri pe secundă. Exprimat altfel, se poate spune că limita inferioară a *coeficientului de contracție* al timpului de transmitere este, pentru codul optim, egală cu $H/\log n$, unde n este numărul de simboluri disponibile și $\log n$ entropia maximă posibilă cu acest număr de simboluri. Aceste rezultate s-au aplicat la alegerea codificării în *modulațiile de impulsuri*.

In ipoteza că informația care se transmite este o imagine sau un facsimil, mesajul se prezintă ca o funcție de coordonate spațiale $f(x)$, în loc de funcție de timp $f(t)$, cum ar fi în cazul telefoniei. Prin operația de explorare electrooptică în transmițător, funcția de distanță $f(x)$ a mesajului se transformă într-o funcție de timp $f(t)$ a semnalului.

Explorarea imaginei — din punctul de vedere al receptorului care nu cunoaște încă mesajul — constă în alegerea succesivă a unor „puncte" de intensități diferite. Finețea sau „definiția" transmisiei fototelegrafice este determinată de numărul liniilor de explorare și deci de numărul total n al punctelor explorate. Fiecare „punct" sau element de imagine are o intensitate luminoasă medie anumită, în general diferită de a altor elemente. Prin explorarea succesivă a celor n elemente, se execută n selecții de intensitate, alegîndu-se din s intensități posibile, cîte una pentru fiecare punct. Numărul s de intensități posibile este egal cu numărul de intensități diferite ce pot fi recunoscute ca atare pe imaginile elementare reproduse la recepție. Așa dar mărimea informației transmisă va fi egală cu logaritmul numărului de intensități observabile, înmulțit cu numărul elementelor imaginei

$$H = n \log s = \log s^n .$$

Aceasta, în interpretarea ca o colecție de mesaje discrete, elementare. Dar mesajul fototelegrafiei poate fi privit și ca un ansambu de funcții continue, sinusoidale, de frecvențe diferite. Variațiile periodice sau aperiodice ale intensității în lungul liniei de explorare se pot reprezenta cu ajutorul seriei sau integralei Fourier printr-o sumă infinită de oscilații sinusoidale, suprapuse pe aceeași linie.

Mărimea informației conținută într-o transmisie fototelegrafică este evident reprezentată de însăși imaginea fotografică. Dacă presupunem că această imagine este mărită de k ori prin proiecție, componentele sinusoidale vor avea o lungime de undă de k ori mai mare. Deoarece și spațiul (lungimea liniei de explorare) se mărește în aceeași proporție, rezultă că, pentru aceeași viteză de explorare, fotografia va fi transmisă de k ori mai încet, dar cu lungimile de undă mărite de k ori. Frecvențele componentelor sinusoidale ale semnalului vor fi reduse de k ori, iar timpul de transmsie va fi mărit de k ori. Produsul bandă de frecvențe ori timp ($B \cdot T$) este constant, reprezentînd mărimea informației.

Cum orice mesaj poate fi privit sub aspectul regimului permanent, prin descompunerea Fourier, el poate fi reprezentat cantitativ, în diagrama cu coordonate frecvența și timpul, printr-o suprafață rectangulară, cu baza egală cu lărgimea benzii, $B = f_1 — f_2$ și înălțimea egală cu durata transmisiei $T = t_1 — t_2$. Transmițătorul transformă mesajul în semnal electric, care trebuie să fie *reversibil*, adică să poată reconstitui la recepție mesajul original.

Pentru a păstra neschimbată cantitatea de informație transmisă, trebuie ca o eventuală modificare a lățimii de bandă B să fie însoțită de o modificare invers proporțională a timpului de transmisie, astfel ca suprafața $B.T$ să rămînă constantă (fig. 14).

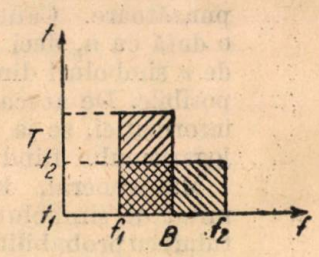


Fig. 14.
Diagrama (f, t)

O transmisie reală cuprinde însă, pe lîngă diferitele frecvențe ale semnalului și frecvențele străine ale *perturbațiilor* (zgomote parazite sau diafonie, în cazul telefoniei). Dacă considerăm semnalul S format din trepte elementare de intensitate, pentru a nu fi mascat de perturbații, trebuie ca diferența minimă între două trepte să fie mai mare sau cel puțin egală cu intensitatea $\overline{P}\sqrt{2}$, valoarea maximă probabilă a perturbației ($\overline{P}$ este media cvadratică a valorilor instantanee de zgomot). In acest caz numărul total de amplitudini diferite s ce se pot distinge va fi :

$$s = \frac{S + \overline{P}\sqrt{2}}{\overline{P}\sqrt{2}} = 1 + \frac{S}{P},$$

unde am notat $P = \bar{P}\sqrt{2}$. Cantitatea de informație care se poate recepționa în prezența perturbației P va fi :

$$H = k \log \left(1 + \frac{S}{P}\right)^n,$$

sau, dacă notăm $n = Nt$, unde N este numărul de impulsuri elementare pe secundă, iar t timpul transmisiei (k fiind o constantă depinzînd de baza logaritmului) :

$$H = k\ Nt \log \left(1 + \frac{S}{P}\right).$$

In cazul modulației de impulsuri, pentru a avea o transmisie nedistorsionată, numărul impulsurilor pe secundă N trebuie să fie egal cu cel puțin de două ori frecvența maximă cuprinsă în mesaj ($N = 2 f_M$). Astfel formula devine:

$$H = k \cdot 2\ f_M\ t \log \left(1 + \frac{S}{P}\right).$$

Eficacitatea de transmisie a sistemului se poate exprima prin raportul

$$\eta = \frac{H_m}{H_L},$$

unde H_m este cantitatea de informație a mesajului recepționat și H_L capacitatea de transmitere de informații a liniei dată de expresia :

$$H_L = k\ 2 f_L t \log \left(1 + \frac{S_L}{P_L}\right).$$

Aici f_L este frecvența limită necesară în linie pentru transmisia semnalului modulat, iar S_L/P_L raportul semnal/zgomot al liniei, care este în general mai mic decît S/P recepționat, în cazul modulației de impulsuri. Prin înlocuirea valorilor particulare ale frecvențelor, intensității semnalului și perturbației, pentru diferite tipuri de modulații, se pot obține valori comparative, care determină superioritatea principială a unuia sau altuia dintre sisteme. Astfel de exemplu, în telefonia multiplă prin radio-relee, în cazul *modulației de frecvență*, se găsește că η este egal cu 0,10 pentru un indice de modulație $m = 5$ și poate ajunge $\eta = 0{,}23$ pentru $m = 1$, iar în cazul *modulației de impulsuri prin cod*, se obține $\eta = 0{,}4$ pentru un cod cu $\nu > 4$ poziții.

(Institutul Politehnic București)

Bibliografie

[1]. *Kitaev E. V.*: Telefonia, Editura Tehnică, București, 1952.

[2]. *Borodici S. V.*: Mnogocanalnîe radioreleinîe linii zviazi, Moscova, 1953.

[3]. *Harchevici A. A.*: Spectrî i analiz, Moscova, 1952 (traducere)

[4]. x x x: C.C.I.F., Paris, 1949.

[5]. *Papadache I.*: Metode obiective pentru determinarea eficacității aparatelor telefonice, Electricitatea, nr. 3/1952.

[6]. *Hincin A. I*: Noțiunea de entropie în calculul probabilităților. Analele Romîno-Sovietice, nr. 2/1954.

★

ЭФФЕКТИВНОСТЬ СИСТЕМ СВЯЗИ

Резюме

Излагаются различные методы и критерии по определению эффективности передачи связью различного рода.

Установление объективных норм по определению качества передачи представляет затруднения, в особенности в телефонной связи. Анализ состава сигналов и факторов которые ведут к искажениям и производят помехи, ведет к выявлению способов измерения и расчета эффективности телефонной передачи. Затем переходится к общим критериям эффективности, для всей системы связи, излагаясь принципы количественной оценки переданных информаций.

Указывается что определение эффективности передачи различными системами и каналами связи получило особое значение, с появлением импульсной модуляции и радиорелейной связи.

Operatorul de reprezentare a sistemelor polifazate simetrice

Prof. dr. ing. I. S. ANTONIU

621.316.11.052.3

1. Un sistem polifazat simetric poate fi produs de un număr de bobine identice, simetric aşezate în spaţiu în jurul unei axe de rotaţie, a căror plane formează între ele unghiuri

$$\theta = \frac{2\pi}{q},$$

toate egale, q fiind numărul de faze şi care se rotesc, în jurul axei de rotaţie, într-un cîmp de inducţie magnetică uniform, cu viteza unghiulară ω. Fiecare bobină va fi sediul unei forţe electromotoare de inducţie dată de relaţiile

$$e_1 = E\sqrt{2}\cos\omega t$$

$$e_2 = E\sqrt{2}\cos\omega\left(t - \frac{2\pi}{q\omega}\right)$$

$$e_3 = E\sqrt{2}\cos\omega\left(t - 2\frac{2\pi}{q\omega}\right)$$

. . . . . .

$$e_q = E\sqrt{2}\cos\omega\left[t - (q-1)\frac{2\pi}{q\omega}\right].$$

Fenomenul este acelaşi dacă se presupun bobinele fixe în spaţiu şi se roteşte cîmpul de inducţie magnetică în jurul axei bobinelor cu aceeaşi viteză ω.

Presupunînd că aceste forţe electromotoare sînt aplicate unor circuite identice şi independente unele de altele, ele vor produce în aceste circuite curenţi identici, avînd fiecare acelaşi defazaj faţă de forţa electromotoare corespunzătoare şi formînd deci un sistem polifazat echilibrat.

Rezultă dar că se poate defini ca sistem polifazat echilibrat orice sistem polifazat care poate fi reprezentat prin q vectori avînd acelaşi modul şi defazaţi unul de altul cu unghiul $\frac{2\pi}{q}$.

Vectorii reprezentativi fiind vectori liberi, ei pot fi grupaţi, într-un mod oarecare, fie în raport cu o origină comună, în care caz formează un *sistem stelat*, fie urmîndu-se unul după altul, în acest caz formînd un *sistem poligonal*. Aceaste moduri de grupare a vectorilor corespunde modului de cuplare a bornelor celor q bobine ale sistemului.

In oricare din aceste cazuri, rezultanta sistemului este nulă : suma curenţilor şi a tensiunilor într-un sistem polifazat simetric este nulă în orice moment.

Ordinea de grupare a diverşilor vectori reprezentativi ai tensiunilor sau curenţilor, poate fi făcută oricum. Fie $\overline{V}_1$ unul din vectorii sistemului, care se ia ca origină de fază şi care se numeşte *vectorul principal* al sistemului. Prin rotirea într-un sens oarecare, bine definit, fie în jurul stelei, fie de-a lungul poligonului, vor fi întîlniţi toţi vectorii sistemului.

Ori care din vectorii sistemului se poate reprezenta în funcţie de vectorul principal cu ajutorul unui operator.

2. Fie un vector $\overline{V}_1$ situat chiar pe axa ox, luată ca origine de fază Acest vector poate fi reprezentat chiar prin numărul care reprezintă mărimea modulului său cu semnul respectiv. Se obţine deci :

$$\overline{V}_1 = V.$$

Rotind vectorul $\overline{V}_1$ în sensul pozitiv (corespunzător sensului trigonometric) cu un unghi oarecare φ se obţine un nou vector $\overline{V}_2$. Acest vector poate fi reprezentat analitic, în funcţie de vectorul $\overline{V}_1$ prin expresia

$$\overline{V}_2 = \beta_\varphi \overline{V}_1 = \beta_\varphi V,$$

în care V este modulul vectorului şi β_φ o *mărime simbolică* care se numeşte operator de rotaţie şi care arată că diferenţa argumentelor vectorilor $\overline{OV}_2$ şi $\overline{OV}_1$ este φ.

Dacă se roteşte mai departe vectorul tot cu unghiul φ, se obţine un nou vector $\overline{OV}_3$ avînd acelaşi modul V dar care face cu originea de faze un unghi 2φ. Acest vector va fi reprezentat analitic astfel :

$$\overline{V}_3 = \beta_\varphi \overline{V}_2 = \beta_\varphi^2 \overline{V}_1 = \beta_\varphi^2 V.$$

Rotind vectorul $\overline{V}_1$ cu unghiul φ, însă în sens negativ, se obţine vectorul $\overline{OV}_4$, a cărui reprezentare se poate obţine scriind vectorul $\overline{V}_1$ în funcţie de acesta

$$\overline{V}_1 = \beta_\varphi \overline{V}_4$$

de unde rezultă

$$\overline{V}_4 = \beta_\varphi^{-1} \overline{V}_1 = \beta_\varphi^{-1} V.$$

In general, un vector oarecare avînd modulul V şi argumentul

$$\theta = n\varphi$$

va fi reprezentat analitic prin expresia

$$\overline{V} = \beta_\varphi^n V,$$

sau mai general, un vector oarecare $\overline{V}_k$ poate fi exprimat în funcţie de un alt vector oarecare $\overline{V}_l$ prin relaţia

$$\overline{V}_k = \beta_\varphi^n \overline{V}_l,$$

$\overline{V}_l$ fiind considerat vectorul principal al sistemului.

3. In cazul sistemelor polifazate simetrice operatorul β_φ are o expresie caracteristică fiecărui sistem în parte şi care se deduce uşor. Pentru aceasta fie un vector oarecare $\overline{OV}_p$ avînd modulul V şi argumentul $\varphi = \frac{\pi}{n}$, n fiind un număr oarecare, pozitiv sau negativ, întreg sau fracţionar. Expresia analitică a acestui vector este

$$\overline{V}_p = \beta_\varphi V.$$

Dacă se roteşte acest vector cu unghiul $n\varphi = \pi$, se obţine vectorul $\overline{OV}_r$, egal cu precedentul însă de sens contrar ; expresia sa analitică este

$$\overline{V}_r = \beta_\varphi^n \overline{V}_p ;$$

Rotind acum vectorul $\overline{OV_r}$ cu același unghi $n\varphi = \pi$, se obține vectorul $\overline{OV_s}$, confundat cu $\overline{OV_p}$ a cărei expresie analitică este

$$\overline{V}_s = \beta_\varphi^n \overline{V}_r = \beta_\varphi^{2n} V_p.$$

Procedînd mereu în același mod, se obțin vectori confundați cînd cu $\overline{OV_p}$, cînd cu $\overline{OV_r}$.

Pentru ca această reprezentare să aibă un sens bine definit, este necesar ca expresiile analitice ale vectorilor egali și opuși să fie egale și de sens contrariu, iar acelea ale vectorilor egali dar de același sens să fie egale și să aibe același semn; va trebui deci

$$\overline{V}_r = -\overline{V}_p = -\overline{V}_s$$

deoarece

$$\overline{OV}_r = -\overline{OV}_p = -\overline{OV}_s.$$

In consecință este necesar ca

$$\beta_\varphi^n = -1,\ \beta_\varphi^{2n} = +1,\ \beta_\varphi^{3n} = -1,\ \beta_\varphi^{4n} = +1,\ldots$$

Rezultă de aici, că expresia generală a operatorului este

$$\beta_\varphi = (-1)^{\frac{1}{n}} = (-1)^{\frac{\varphi}{\pi}}. \qquad (1)$$

deoarece $n\varphi = \pi$.

4. Să particularizăm acest operator pentru diversele sisteme polifazate existente.

a) Făcînd pe $\varphi = \frac{2\pi}{2}$, se obține *sistemul bifazat*. Operatorul de reprezentare a fazelor acestui sistem se obține din relația (1) găsindu-se

$$\beta_{\frac{2\pi}{2}} = (-1)^{\frac{\frac{2\pi}{2}}{\pi}} (= -1)^{\frac{2}{2}} = \sqrt[2]{1}$$

Operatorii cu ajutorul cărora se pot reprezenta vectorii reprezentativi ai sistemului bifazat sînt rădăcinile ecuației binome

$$x^2 - 1 = 0$$

Se obține astfel

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{2}}\right)_1 = 1$$

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{2}}\right)_2 = -1$$

Cei doi vectori ai sistemului bifazat sînt egali și de sens contrar.

b) *Sistemul trifazat* se obține făcînd în relația (1) $\varphi = \frac{2\pi}{3}$

Se obține

$$\beta_{\frac{2\pi}{3}} = (-1)^{\frac{\frac{2\pi}{3}}{\pi}} = (-1)^{\frac{2}{3}} = \sqrt[3]{1}.$$

Operatorii cu ajutorul cărora se pot reprezenta cele trei faze ale sistemului trifazat sînt reprezentați de cele trei valori ale rădăcinii cubice ale unității. Ele sînt date de ecuația

$$x^3 - 1 = 0,$$

de unde rezultă valoarea operatorilor corespunzători

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{3}}\right)_1 = 1 = 1\underline{|0}$$

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{3}}\right)_2 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} = 1\underline{|-120^\circ} = a^2$$

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{3}}\right)_3 = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} = 1\underline{|120^\circ} = a$$

c) *Sistemul tetrafazat.* Făcînd în relația (1) $\varphi = \frac{2\pi}{4}$, se obține

$$\beta_{\frac{2\pi}{4}} = (-1)^{\frac{\frac{2\pi}{4}}{\pi}} = (-1)^{\frac{2}{4}} = \sqrt[4]{1}.$$

Sistemul tetrafazat va fi reprezentat cu ajutorul a 4 operatori, care sînt rădăcinile ecuației

$$x^4 - 1 = 0,$$

și deci

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{4}}\right)_1 = 1 = 1\underline{|0}$$

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{5}}\right)_2 = j = 1\underline{|90^\circ}$$

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{4}}\right)_3 = -1 = 1\underline{|180^\circ} = j^2$$

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{4}}\right)_4 = -j = 1\underline{|270^\circ} = j^3$$

d) *Sistemul hexafazat* se obține făcînd în relația (1) $\varphi = \frac{2\pi}{6}$.

Se obține

$$\beta_{\frac{2\pi}{6}} = (-1)^{\frac{\frac{2\pi}{6}}{\pi}} = (-1)^{\frac{2}{6}} = \sqrt[6]{1},$$

și deci operatorii sistemului hexafazat vor fi reprezentați prin rădăcinile ecuației

$$x^6 - 1 = 0.$$

Acești operatori vor fi:

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{6}}\right)_1 = 1 = 1\underline{|0},$$

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{6}}\right)_2 = \frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} = 1\underline{|+60^\circ} = -a^2,$$

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{6}}\right)_3 = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} = 1\underline{|+120^\circ} = a,$$

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{6}}\right)_4 = -1 = 1\underline{|180^\circ},$$

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{6}}\right)_5 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} = 1\underline{|-120^\circ} = a^2,$$

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{6}}\right)_6 = \frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} = 1\underline{|-60^\circ} = -a.$$

In aceste expresii a și a^2 sînt identice cu operatorii corespunzători sistemului trifazat.

e) *Sistemul polifazat cu q faze.* Făcînd în relația (1) $\varphi = \frac{2\pi}{q}$ se obține

$$\beta_{\frac{2\pi}{q}} = (-1)^{\frac{\frac{2\pi}{q}}{\pi}} = (-1)^{\frac{2}{q}} = \sqrt[q]{1}$$

și deci operatorii sistemului corespunzător sînt dați de rădăcinile ecuației

$$x^q - \sqrt{1} = 0 \qquad (2)$$

Aceşti operatori vor fi

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{q}}\right)_1 = 1 = 1\,|\,\underline{0}$$

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{q}}\right)_2 = \cos\frac{2\pi}{q} + j\sin\frac{2\pi}{q} = 1\,\Big|\,\underline{\frac{2\pi}{q}} = \alpha^{q-1}$$

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{q}}\right)_3 = \cos 2\frac{2\pi}{q} + j\sin 2\frac{2\pi}{q} = 1\,\Big|\,\underline{2\frac{2\pi}{q}} = \alpha^{q-2}$$

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{q}}\right)_4 = \cos 3\frac{2\pi}{q} + j\sin 3\frac{2\pi}{q} = 1\,\Big|\,\underline{3\frac{2\pi}{q}} = \alpha^{q-4}$$

. . . . . .

$$\left(\beta_{\frac{2\pi}{q}}\right)_q = \cos(q-1)\frac{2\pi}{q} + j\sin(q-1)\frac{2\pi}{q} = 1\,\Big|\,\underline{(q-1)\frac{2\pi}{q}} = \alpha$$

Observaţie. Este uşor de văzut că suma operatorilor unui sistem polifazat simetric oarecare este întotdeauna egală cu zero. Aceasta se poate arăta uşor scriind ecuaţia (2) sub forma

$$(x\text{-}1)(1 + x + x^2 + x^3 + \ldots + x^{q-1}) = 0,$$

diversele puteri ale lui x [rădăcinile ecuaţiei (2)] reprezentînd operatorii sistemului.

5. Se numeşte *sens direct* sensul de rotire a acelor unui ceasornic (sensul negativ din trigonometrie) şi *sens invers* sensul contrariu (sensul pozitiv din trigonometrie).

Un sistem de vectori la care succesiunea vectorilor componenţi este directă iar doi vectori succesivi $\overline{V}_n$ şi $\overline{V}_{n+1}$ sînt separaţi unul de altul printr-un interval unghiular $\frac{2\pi}{q}$ se numeşte un *sistem direct de ordinul unu*; dacă intervalul unghiular între doi vectori succesivi ai aceluiaşi sistem este $2\frac{2\pi}{q}$, atunci sistemul se numeşte un *sistem direct de ordinul doi*; în general, dacă intervalul unghiular între doi vectori succesivi ai unui sistem q fazat direct este $m\frac{2\pi}{q}$, atunci sistemul se numeşte un *sistem direct de ordinul m.*

In acelaşi mod se defineşte, în cazul unui sistem cu succesiunea vectorilor inversă, sistemul invers de ordinul 1, sistemul invers de ordinul 2 etc.

Este uşor de văzut că un sistem direct de ordinul m este identic cu un sistem invers de ordinul $(q-m)$. In adevăr, dacă intervalul unghiular între vectorii $\overline{V}_n$ şi $\overline{V}_{n+1}$ este $m\frac{2\pi}{q}$ în sensul direct, el va fi $(q-m)\frac{2\pi}{q}$ în sensul invers.

De asemenea, dacă se ia vectorul fazei 1 ca origină de fază, atunci vectorii sistemului invers de ordinul m sînt conjugaţi vectorilor sistemului direct de ordinul m.

Cu un sistem de q vectori daţi se poate forma, în general, $(q-1)$ sisteme directe, respectiv de ordinul 1, 2, 3, 4, . . . $(q-1)$ şi $(q-1)$ sisteme inverse.

Dacă q este un număr prim, atunci aceste sisteme, sînt distincte : se vor obţine astfel $(q-1)$ sisteme directe şi $(q-1)$ sisteme inverse; între aceste sisteme există întotdeauna identitatea

$$S_{d(m)} = S_{i(q-m)},$$

în care s-a notat $S_{d(m)}$ sistemul direct de ordinul m şi $S_{i(q-m)}$ sistemul invers de ordinul $(q-m)$.

Dacă q nu este un număr prim, atunci se pot prezenta două cazuri :

1) m este prim cu q : cu cei q vectori se poate forma un sistem direct de ordinul m şi un sistem invers de ordinul m;

2) m un este prim cu q : fie d cel mai mare divizor comun ; dacă $q' = \frac{q}{d}$ şi $m' = \frac{m}{d}$, atunci cu cei q vectori se pot forma d sisteme q' fazate directe de ordinul m' şi d sisteme q' fazate inverse de ordinul m'.

Toate sistemele de vectori, directe şi inverse ale unui sistem polifazat simetric pot fi reprezentate, în funcţie de vectorul principal, cu ajutorul operatorilor corespunzători.

Astfel, în exemplele tratate în paragraful 4, sistemul trifazat este un sistem direct de ordinul 1 sau un sistem invers de ordinul 2; sistemul tetrafazat este un sistem invers de ordinul 1 sau un sistem direct de ordinul 3; sistemul hexafazat este un sistem invers de ordinul 1 sau un sistem direct de ordinul 5.

ALONUL ATOMIC DE FRECVENȚĂ CU CESIU

636.651.1-31.08

cutarea unui ceas „atomic", etalonul atomic de nță cu cesiu, a fost anunțată recent de Institutul hnic din Massachussets (M.I.T).

ricarea unui model comercial al acestui ceas va fi lă în anul următor (1956).

pul primar al execută rii aparatului era construirea instrument pentru cercetări științifice, de exemplu meniul teoriei generale a relativității.

ratul se poate folosi însă cu mare precizie în deterea poziției unei nave, în măsurarea și determinarea mai fine mișcări în mișcarea pămîntului, a soarelui sau elor.

cvența de rezonanță a cesiului, care este unitatea mp în ceas este de 9192,632 MHz.

sul construit oferă o precizie de o parte la 10^{10} ceea seamnă aproximativ o secundă la 320 ani.

„*The Journal of the British Institute of Radio En-rs*", mai, 1955.)

CALCULUL GRAFIC AL IMPEDANȚELOR

538.53 : 518.4

ctrotehnică și radiotehnică se pune foarte des de a găsi impedența echivalentă a două sau mai pedanțe legate în paralel. Formula ce dă rezisuivalentă și reactanța echivalentă cuprinde multe ifmetice. De aceea se recurge la un calcul grafic; easta se reprezintă în planul lui Gauss vectorii originile lor coincid cu cea a axelor de coordoînt impedanțele ce trebuie combinate în paralel. ă apoi două puncte în plan rezultate din indouă perechi de drepte perpendiculare: prin lui Z_1 se duce o perpendiculară care se interperpendiculara dusă prin originea coordoal doilea vector și apoi prin extremitatea lui ea cordonatelor se duc perpendiculare analog Apoi se unesc cele două puncte Z' și Z'' printro cincea perpendiculară (ca număr) dusă din temului de coordonate pe dreapta $Z'Z''$ dă anta lui Z_1 și Z_2 ca mărime și fază.

nstrează cu ajutorul geometriei analitice jusei metode.

$\perp Z_2$, atunci înălțimea unghiului drept dusă uză este soluția căutată.

$\sphericalangle \varphi = \sphericalangle (Z_1, Z_2)$ tinde spre 180°, ceea ce coresonanței paralel, se demonstrează ușor cu ajuor cinci perpendiculare că impedanța echivalentă e foarte mult.

Elektricestvo" nr. 3/1955, *B. A. Hanov*)

DISPOZITIV PERMIȚÎND SUPRIMAREA PERIILOR IN MAȘINILE ELECTRICE

621.313.1047.69

ozitivul studiat reprezintă o soluție nouă în proalimentării cu curent continuu a rotorilor mașinilor ce de curent alternativ, motoare și alternatori.

înlocuirea excitatricei cu un „transformator di- și o serie de redresori uscați — de preferință cu — se suprimă atît colectorul excitatricei cît și olectoare ale mașinii principale evitîndu-se intele acestora: uzură, întreținere, scîntei, risc iu, paraziți radiofonici etc.

matorul dinamic este constituit dintr-o mașină mono sau trifazată — al cărei rotor avînd ecundar, este montat pe arborele mașinii prinorul acesteia care constituie primarul transii, este alimentat de la rețea, fie direct, fie nediul unor transformatori de intensitate. In- transformatorului dinamic și rotorul mașinii se montează redresorii fixați de asemenea pe nașinii. Se studiază apoi ecuația de funcționare matorului dinamic precum și modul de calcul al numărului de poli ai acestuia. Este examinată atît mașina asincronă trifazată învîrtindu-se cu o viteză oare care în sens invers cîmpului învîrtitor, cu o viteză mai mare sau mai mică decît cea de sincronism în același sens cu cîmpul cît și mașina asincronă monofazată.

In continuare se dau cîteva indicații asupra construcției bobinajelor și montajului redresorilor. Se arată mai departe că reglajul continuu al curentului de excitație se poate face cu succes în diferite moduri. Printre acestea se folosesc dispozitive folosind fenomenele de saturație, de inducție mutuală etc. Se semnalează în special posibilitatea reglajului prin transductori sau amplificatori magnetici.

In ultimele paragrafe se indică modurile de excitare, amorsare, cuplajul, alte realizări posibile, precum și avantajele sistemului propus.

Inafara avantajelor rezultînd din suprimarea conductelor alunecătoare, rezultă și o reducere de greutate și gabarit a mașinilor, posibilitatea folosirii mașinii asincrone ca motor de demaraj etc.

Soluția este în special indicată pentru mașinile antigrizutoase, cele întrebuințate în industriile care folosesc materii inflamabile, cele imersate, sau în apropierea instalațiilor radioelectrice.

(După „*Revue Generale de l'Electricite*," vol. 64, nr. 3/1955 *E. Remy*)

PRODUCȚIA DE APARATE RADIO IN JUGOSLAVIA

621.396.62 (497.1)

O publicație a guvernului jugoslav publică o statistică oficială cu privire la industria producătoare de aparate radio din Jugoslavia.

In această statistică se arată că producția de aparate radio a început în Jugoslavia în anul 1948 cînd 75% din materialele necesare erau importate. Producția a crescut într-un ritm foarte rapid ajungînd la 60 000 bucăți în anul 1954.

Producerea materialelor și aparatelor radio se face la fabrica Nicola Tesla din Belgrad, la fabricile din Lubljana Zavodi Niș și Zagreb. In momentul de față numai 25% din materialele necesare se importă, restul fiind fabricate, în țară.

(Din „*The Journal of the British Institute of Radio Engineers*", mai, 1955)

FOLOSIREA AMPLIFICATORILOR MAGNETICI IN DISPOZITIVELE DE ACȚIONARE ELECTRICA

621.396.645.215 ; 621.34

Folosirea amplificatorilor magnetici în sistemele de comandă automată prin acționare electrică se dezvoltă continuu. Experiența acumulată pe baza cercetărilor teoretice și a observațiilor practice permite să caracterizăm amplificatorii magnetici din punct de vedere al avantajelor și dezavantajelor lor; avantajele lor sînt: amplificatorul magnetic este un aparat static, care nu are nevoie de întreținere și care are o viață lungă; el suportă cu ușurință șocurile și vibrațiile; nu necesită un timp lung de punere în funcție, cum cer amplificatorii cu tuburi; înfășurările de comandă sînt izolate de circuitul de forță etc. Principalele dezavantaje ale amplificatorilor magnetici sînt: nu se poate schimba polaritatea puterii la intrare; inerție; necesitatea unui nivel limită la intrare pentru a putea funcționa; o anumită sensibilitate la variațiile de temperatură etc. Cînd este necesară o reversare la intrare atunci, se folosește o schemă în push-pull. Dar această schemă are un randament de numai 17%.

In articol se dă exemple de aplicare a amplificatorilor magnetici în instalațiile de automatizare pentru mașinile de laminat, rabotat, pentru dispozitivele electrice de înfășurat hîrtia, care iese din mașină cu o viteză de 25 m/s etc.

(Din „*Instruments and Automation*", v. 27, nr. 8/1954.)

O NOUĂ MAŞINĂ DE SPĂLAT RUFE PENTRU UZ CASNIC

648.2 :621.34

In R. Cehoslovacă se urmăreşte cu foarte multă atenţie dezvoltarea maşinilor de spălat rufe create în străinătate Industria electrotehnică cehoslovacă a creat în decursul

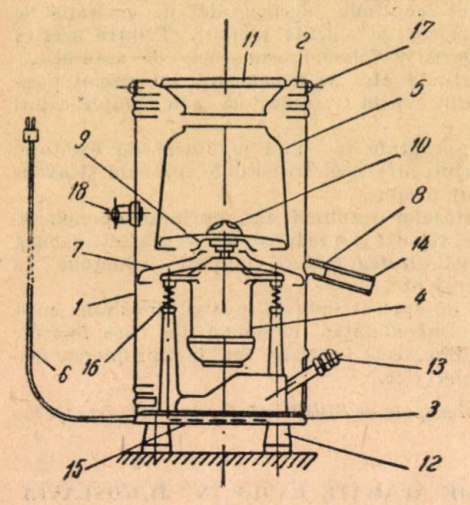


Fig. 1

ultimilor ani foarte multe tipuri de astfel de maşini, perfecţionate.

O ultimă realizare în acest domeniu o constituie o maşină de spălat rufe pe principiul centrifugal, construită de uzinele Iulius Fucik din Brno.

In fig. 1 se vede schiţa acestei centrifuge de rufe echipată cu un motor monofazat de 120 W şi 220/110 V. Maşina poate spăla deodată 1,5 kg rufărie uscată. Centrifuga ar o manta cilindrică *1*, închisă sus cu capacul *2* şi sprijinită jos pe placa de bază *3*. Tot pe această placă se sprijină elastic motorul *4*, cu vasul *5*. Deasemenea în placa de bază se mai găsesc bornele şi întreruptorul. Aparatul se racordează cu ajutorul unui cordon standardizat şi fişă. Mantaua cilindrică este compartimentată în două spaţii cu, ajutorul discului 7. Partea superioară este partea umedă a maşinii. Acest spaţiu se află în raza de stropire cu apă a marginii vasului *5*. Apa se curge apoi prin gura de evacuare *8*. Spaţiul din jumătatea inferioară maşinii este ferit de apă şi conţine motorul *4*. Deasupra discului *7* se roteşte talerul de stropire *9*. Vasul *5* care reprezintă centrifuga propriu zisă se roteşte direct pe axul motorului pe care este fixat cu ajutorul piuliţei *10*. Intrucît maşina este destinată publicului nespecialist, această piuliţă se deşurubează şi se înşurubează manual.

Maşina se deserveşte cu ajutorul manetei întrerupătorului *13*. Capacul superior *2* se poate închide cu ajutorul căpăcelului *11*. La racordul *8* se racordează furtunul de cauciuc cu ajutorul căruia se evacuează apa. Pentru a nu transmite vibraţii în locuinţă, maşina este suspendată pe picioare de cauciuc.

Ea poate fi transportată uşor cu ajutorul a două mîner marcate pe figură *18* suprafaţa exterioară a maşinii es vopsită iar cea interioară zincată.

(După *„Elektrotechnik"* (R. Cehoslovacă), nr. 5/19

BIBLIOGRAF

HALÉN ERIK : Noi cercetări asupra sinusului şi cosinusului integral iterat şi a funcţiilor lor de amplitudine, cu aplicaţii la teoria antenelor. (Further investigations into iterated sine — and cosine — integrals and their amplitude functions with reference to antenna theory), Kungl. Tekniska Högskolans Handlingar, Stokholm, 1955, p. 44.

In această lucrare E. Hallén autorul teoriei moderne a antenelor — studiază unele generalizări ale funcţiilor sinus şi cosinus integral, şi le aplică la formulele care dau distribuţia curentului în antenele cu grosime. In esenţă, lucrarea de faţă înafară de partea matematică, se ocupă de funcţia care dă curentul de-a lungul unei antene cilindrice cu grosime. Dacă antena cilindrică are secţiunea circulară de rază a, şi este excitată simetric de către o tensiune 2 U_0, atunci curentul $I(x)$ în punctul curent x al antenei este

$$I(x) = \frac{4}{Z_0} U_0 \frac{2j}{2} \int_0^\infty \frac{e^{-\beta\sqrt{u^2-1}|x|}}{u\sqrt{u^2-1}\,[J_0^2(a\beta u) + \gamma_0^2(a\beta u)]}\,du$$

unde $\beta = 2\pi/\lambda$ este constanta de undă a undei potenţiale iar Z_0 este impedanţa intrinsecă a spaţiului. Drumul pentru efctuarea integralei trebuie să fie astfel ales încît să evite

517.512.2 :621.396.67

punctul singular $u = 1$ în semiplanul superior. Dacă a tena este suficient de subţire pentru a subsita inegalitat $a\beta \ll 1$, atunci integrala de mai sus poate fi desvoltat sub forma unei serii, în funcţie de parametrul

$\Omega_x = -2 \log a\beta - 2\gamma - j\pi + l_0(2\beta|x|) + 1 \quad (2\beta|x|)$

γ fiind constanta lui Euler, $\gamma = 0{,}557\,215\,66$,

$$l_0(x) = \gamma + \log x + j\frac{\pi}{2}$$

$$l(x) = \int_x^\infty \frac{e - j(\xi - x)}{\xi}\,d\xi$$

Se studiază de asemenea distribuţia curentului în antenă cînd aceasta este supusă acţiunii unei unde in cidente. Se dau tabele numerice pentru un număr de funct ce intervin în teoria exactă a antenelor cu grosime.

Prof. ing. **Edm. Nic**

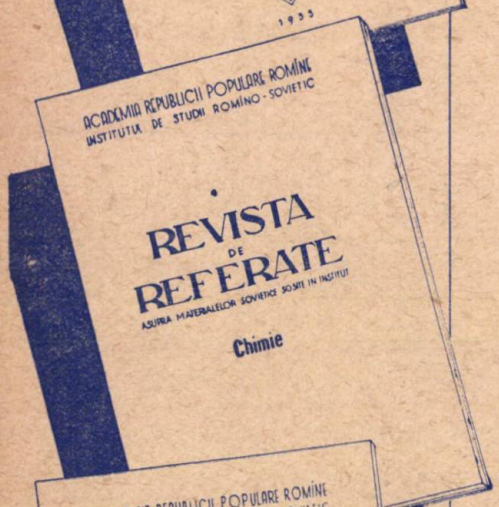
REVISTA „ELECTROTEHNICA", organ al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. al Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice * Redacţia : Bucureşti, str. Ioan Ghica nr. 3. Raion Tudor Vladimirescu, Telefon : 3.57.28 şi 3.07.30 *Administraţia şi casieria : Calea Victoriei nr. 118, Raionul I. V Stalin* R vista este editată de „EDITURA ENERGETICĂ DE STAT", B-dul General Magheru nr. 33, Telefon 5.44.70/155 * Abo namentele se primesc la toate oficiile poştale de la oraşe şi sate, prin factorii poştali, la secţiile raionale de Difuzar a Presei şi la *şediul Redacţiei din str. Ioan Ghica nr. 3* * Tarif pentru întreprinderi : lei 96 anual ; Tarif per muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual ; Preţul unui exemplar : lei 5.

Országos Műszaki Könyvtár

ACADEMIA REPUBLICII POPULARE ROMÎNE

INSTITUTUL DE STUDII ROMÎNO-SOVIETIC

editează:



BULETIN DE INFORMARE ȘTIINȚIFICĂ *apare săptămînal și cuprinde:*
A) *Conținutul în rezumat al principalelor articole, selecționate din toate revistele științifice sovietice, intrate în ultima săptămînă în Biblioteca Institutului.*
B) *"Noutăți științifice și tehnice"* C) *Cronica vieții științifice din U.R.S.S.*
D) *Lista traducerilor efectuate de Institut în ultima săptămînă.*
E) *Sumarele principalelor periodice științifice sovietice recent intrate în U.R.S.S.*
F) *Lista publicațiilor Institutului apărute în ultima săptămînă.*

REVISTE DE REFERATE *asupra materialelor sovietice, (apar în 11 serii) Cuprind rezumatul tuturor lucrărilor științifice apărute în presa de specialitate sovietică, în domeniile: MATEMATICĂ-FIZICĂ, CHIMIE, BIOLOGIE, AGRICULTURĂ, ZOOTEHNIE-MEDICINĂ VETERINARĂ, MEDICINĂ GENERALĂ, ȘTIINȚE MEDICO-BIOLOGICE, CHIRURGIE, IGIENA ȘI ORGANIZAREA SANITARĂ, PEDAGOGIE-PSIHOLOGIE ȘI ISTORIE.*

CULEGERE DE REFERATE *din literatura sovietică de specialitate (apare în 6 serii) Cuprinde în rezumat materialele selecționate din reviste științifice sovietice de specialitate, în domeniile: ARHITECTURĂ-CONSTRUCȚII, METALURGIE, SILVICULTURĂ ȘI INDUSTRIA LEMNULUI, CELULOZEI ȘI HÎRTIEI, MINERIT, INDUSTRIA ALIMENTARĂ.*

ANALELE ROMÎNO-SOVIETICE *(apar în 16 serii) Prezintă articole și studii traduse din literatura științifică sovietică și articole ale oamenilor de știință din țara noastră, în următoarele domenii: BIOLOGIE, AGRICULTURĂ, SILVICULTURĂ-INDUSTRIA LEMNULUI ȘI A HÎRTIEI, GEOLOGIE-GEOGRAFIE, ZOOTEHNIE-MEDICINA VETERINARĂ, MEDICINĂ GENERALĂ, PEDIATRIE, IGIENA ȘI ORGANIZAREA SANITARĂ, CHIRURGIE, MATEMATICĂ-FIZICĂ, CHIMIE, METALURGIE-CONSTRUCȚII DE MAȘINI, FILOZOFIE, ECONOMIE, PEDAGOGIE-PSIHOLOGIE, ISTORIE.*

BIBLIOTECA ANALELOR ROMÎNO-SOVIETICE *Culegeri de studii din literatura științifică de specialitate sovietică, axate pe o problemă specială. Apare în trei serii: MEDICINĂ, TEHNICĂ, AGRICULTURĂ.*

REVISTE SOVIETICE TRADUSE ÎN LIMBA ROMÎNĂ
KOMMUNIST
PROBLEME FILOZOFICE (Voprosi Filozofii)
PROBLEME ECONOMICE (Voprosi Ekonomikii)
PROBLEME DE ISTORIE (Voprosi Istorii)
STATUL ȘI DREPTUL SOVIETIC (Sovetscoe Gosudarstvo i Pravo)

Abonamentele se fac la Oficiile poștale, prin factorii poștali și difuzorii voluntari din întreprinderi și instituții.

LEI 5

E=2040
d

KAT

Országos Műszaki Könyvtár
BUDAPEST

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Institut de ... Tehnică
BUCUREŞTI
OBMEN - C... RE
VYME... A - W... IANA
TAUSCH - CMEHA

9

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

1955

SUMAR

Pag.

T. Tănăsescu: Tranzistori 369

H. Stamm: Materiale electroizolante în construcţia aparatelor electrice de înaltă tensiune 380

I. Novac: Alegerea momentului de volant GD^2 pentru motoarele sincrone care antrenează maşini cu mers neuniform 389

A. C. Predoiu: Autosuflajul magnetic şi aplicaţiile lui în aparatele electrice de comandă, de joasă tensiune 393

L. Kollar: Analiza segmentului de linie ca filtru pentru unde ultrascurte 404

NOTE

Edm. Nicolau: Asupra măsurării cu Q-metrul a pierderilor condensatorilor 408

CRONICA 410

RĂSFOIND PRESA TEHNICĂ 412

BIBLIOGRAFIE 414

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Т. Тэнэсеску: Транзисторы 369

Х. Штамм: Электроизоляционные материалы в высоковольтном электроаппаратостроении . . . 380

И. Новак: Выбор махового момента GD^2 синхронных двигателей для привода машин с неоднородным ходом 389

А. К. Предою: Магнитное автодутье и его применения в низковольтных электрических аппаратах управления 393

Л. Коллар: Анализ отрезка линии как фильтра ультракоротких волн 404

ЗАМЕТКИ

Эдм. Николау: О измерении ку-метром потерь в конденсаторах 408

ХРОНИКА 410

ПО СТРАНИЦАМ ТЕХНИЧЕСКИХ ЖУРНАЛОВ . 412

БИБЛИОГРАФИЯ 414

SOMMAIRE

Pag.

T. Tănăsescu: Les transistors 369

H. Stamm: Les matériaux électroisolants dans la construction des appareils électriques de haute tension 380

I. Novac: Choix du moment de giration GD^2 des moteurs synchrones actionnant des machines à marche irrégulière 389

A. C. Predoiu: L'autosoufflage magnétique et ses applications dans les appareils électriques de commande, de basse tension 393

L. Kollar: Le ségment de ligne comme filtre pour ondes ultracourtes 404

NOTES

Edm. Nicolau: Concernant la mesure des pertes des condensateurs avec le Q-mètre 408

CHRONIQUE 410

LA PRESSE TEHNIQUE 412

BIBLIOGRAPHIE 414

INHALT

Pag.

T. Tănăsescu: Die Transistoren 369

H. Stamm: Elektrische Isolierstoffe für den Bau von Hochspannungsgeräten 380

I. Novac: Wahl des Schwungmomentes der Synchronmotore für den Antrieb von Arbeitsmaschinen mit ungleichförmigem Lauf 389

A. C. Predoiu: Die magnetische Blasung und ihre Anwendung in elektrischen Niederspannungssteuergeräten 393

L. Kollar: Leitungsabschnitte als Ultrakurzwellenfilter 404

ANMERKUNGEN

Edm. Nicolau: Die Messung der Kondensatorenverluste mittels Q-meter 408

CHRONIK 410

AUS DEN TEHNISCHEN ZEITSCHRIFTEN . . 412

BIBLIOGRAPHIE 414

REDACŢIA: Bucureşti, str. I. Ghica nr. 3
Raionul Tudor Vladimirescu
Telefon: 30730—35728

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

ANUL III
1955

ELECTROTEHNICA

Nr. 9
SEPTEMBR.

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Transistori

Prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU
Membru coresp. al Academiei R.P.R.

621.396.622.6

După ce se expun proprietățile fizice ale semiconductorilor, se analizează procesul de detecție în semiconductori. Se trece apoi la caracteristicile transistorilor, echivalența diodă-transistor și circuite cu transistori. Lucrarea se încheie cu aplicațiile transistorilor.

Proprietățile fizice ale semiconductorilor

Se spune curent că un semiconductor este un corp care are o rezistivitate intermediară între aceea a unui izolant și cea a unui metal. Se mai adaugă în literatura tehnică din ultimii 10 ani și condiția ca rezistivitatea să descrească, cînd temperatura crește.

De fapt, o definiție corectă trebuie dată pe baza teoriei moderne a corpului solid, care admite că un semiconductor este un corp în care numărul electronilor liberi depinde în mare măsură de temperatură, el crescînd o dată cu creșterea temperaturii.

Se știe, că într-un atom izolat electronii pot avea numai anumite energii, bine determinate; se spune că electronii se pot găsi numai pe anumite nivele discrete de energie. Fiecare atom este caracterizat printr-un spectru de energii, alcătuit din nivele energetice discrete.

In cazul unui corp solid, considerat aici cristalin, se pune problema cum se comportă un electron în interacțiunea sa cu nucleele tuturor atomilor care formează rețeaua cristalină și cu ceilalți electroni. Răspunsul dat de mecanica cuantică este că la trecerea de la atomul izolat la rețeaua cristalină fiecare nivel de energie din cazul unui atom izolat se va transforma într-o bandă de nivele permise; precum între două nivele era înainte un domeniu de energii interzis pentru electron, tot așa în cazul rețelei cristaline între două benzi permise va fi o bandă interzisă. In interiorul unei benzi permise se găsesc o serie discretă de nivele permise, foarte apropiate între ele (astfel încît, practic, se poate considera că banda este continuă, restul pozițiilor fiind interzise pentru electron).

Rezultatul acesta este analog cu ceea ce se întîmplă cu mai multe circuite identice acordate, cuplate între ele.

Se știe că atunci cînd avem două circuite identice acordate izolat pe frecvența f_0, atunci cînd ele sînt cuplate, vor prezenta două rezonanțe la frecvențele $f_0 \pm \Delta f$. Deviația de frecvență Δf este cu atît mai mare cu cît cuplajul între circuite este mai strîns.

Tot așa cînd vom avea și circuite identice acordate, cuplajul lor va face să apară și frecvențe de rezonanță, așezate într-o bandă care este cu atît mai largă cu cît cuplajul este mai mare.

In cazul rețelii cristaline benzile permise vor depinde de cuplajul nucleelor, de distanța a dintre ele, adică de parametrii rețelei cristaline. In fig. 1 se arată schematic cum variază nivele de energie în funcție de a și cum se crează benzile permise $A - B$, $C - D$.

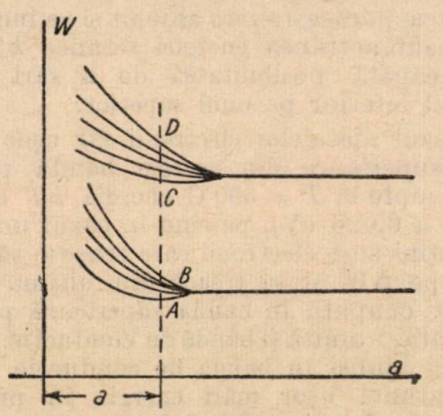


Fig. 1.

Se știe că în conformitate cu principiul de excluziune al lui Pauli pe fiecare nivel de energie (care corespunde unei anumite stări cuantice), nu poate fi la un anumit moment decît un singur electron. Rezultă deci, că la zero absolut elec-

tronii se vor aşeza fiecare pe cîte un nivel de energie în benzile permise, începînd de la nivelul cel mai coborît. Astfel se vor umple o parte din benzi. Se poate întîmpla ca ultima bandă să nu fie complet ocupată şi atunci sîntem în prezenţa unui metal (fig. 2, *a*).

In cazul în care benzile permise, sînt fie complet ocupate, fie complet goale şi benzile nu se

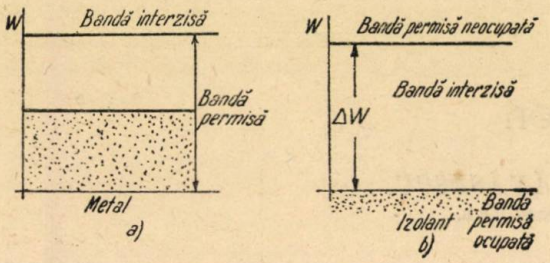


Fig. 2.

acoperă, între ele atunci sîntem în cazul unui izolant (fig. 2, *b*) dacă lărgimea benzii interzise este mare, sau al unui semiconductor, dacă lărgimea benzii interzise nu este prea mare.

Dacă corpul primeşte o mică energie suplimentară (de exemplu prin aplicarea unui cîmp electric) atunci electronul din pătura cea mai superioară va trece uşor, în cazul unui metal, de la un nivel la altul, în aceeaşi bandă, pe cînd în cazul unui izolant — el în general — nu va putea sări banda interzisă spre a ajunge în stratul inferior al benzii permise superioare neocupate. Diferenţa ΔW a nivelelor de energie care mărginesc o bandă interzisă este de ordinul 1—5 eV şi deci ar trebui ca energia suplimentară să fie suficient de puternică pentru ca în cazul unui izolant cîştigul de energie în timpul unui parcurs liber mediu să întreacă pe ΔW.

Dacă se părăseşte zero absolut şi se încălzeşte corpul sub acţiunea energiei termice kT electronii capătă posibilitatea de a sări de pe un nivel inferior pe unul superior.

In cazul metalelor electronii sar uşor pe nivelele superioare din aceeaşi bandă permisă (de exemplu la $T = 300°C$ energia kT este de ordinul a 0,026 eV), pe cînd în cazul unui izolant puţini sînt electronii care reuşesc să depăşească pe ΔW şi să treacă din ultima bandă complet ocupată în banda superioară permisă neocupată, numită şi bandă de conducţie. Aceşti electroni ajunşi în banda de conducţie îşi vor putea atunci uşor mări energia în prezenţa unui cîmp electric chiar de intensitate foarte mică, adică se vor comporta ca electroni liberi. La un semiconductor intervalul ΔW nefiind prea mare, destul de mulţi electroni reuşesc să străbată acest interval ΔW, sub acţiunea încălzirii semiconductorului. De exemplu, la germaniu ΔW este de 0,75 eV iar la siliciu de 1,12 eV.

Dar la semiconductori conducţia este influenţată în mare măsură de neomogeneităţile sau defectele reţelei.

Cînd un electron din banda ocupată este excitat şi el trece prin banda interzisă spre banda superioare liberă (banda de conducţie) atunci rămîne un loc liber de electron în banda părăsită o „gaură" echivalentă cu o sarcină pozitivă.

Sub acţiunea unui cîmp electric electronii din această bandă ocupă pe rînd golurile. Electronii se deplasează astfel în sens contrar cîmpului, pe cînd golurile, echivalente unor sarcini pozitive, se deplasează în acelaşi sens cu cîmpul.

Dar practic, orice reţea are neuniformităţi, prezintă defecte sau neomogeneităţi, neuniformităţi, fie datorită unor atomi străini (impurităţi) incluşi în reţea, fie datorită faptului că unii atomi sînt deplasaţi din nodurile reţelei ideale.

In acest caz, în jurul acestor neregularităţi, nivelele de energie se vor modifica, tot aşa cum s-ar modifica frecvenţele de rezonanţă ale unei reţele de circuite identice acordate, cuplate, atunci cînd acordul unuia din circuite se modifică sau cuplajul lui se schimbă.

Apar nivele suplimentare în benzile energetice interzise ale cristalului. Dacă impuritatea din siliciu sau germaniu (grupa IV din sistemul periodic al elementelor) corespunde la o legătură slabă a unui electron de atom, aşa cum este cazul unui electron al unui atom din grupa V, de exemplu a arsenului (energia de legătură este de ordinul a 0,1 eV), atunci pentru ca un electron să străbată banda interzisă a cristalului el are nevoie de o energie mai mică (fig. 3, a). Apare deci o energie de activare ε, a unor electroni din impurităţi şi se facilitează conducţia: acesta este cazul unui semiconductor N (negativ) la care conducţia se datoreşte acestor electroni liberi suplimentari.

In cazul cînd atomul de impuritate din siliciu sau germaniu are tendinţa să capteze un electron aparţinînd cristalului, cum este cazul unui atom din grupa III, de exemplu atomul de bor sau aluminiu, atunci dacă nivelul de energie al impurităţii este aşezat în vecinătatea benzii ocupate (fig. 3 *b*) el va ajuta conducţia în sensul că va absorbi electronii din această bandă; energia necesară a fi primită apoi din exterior de către fiecare electron, va putea fi mai mică spre a face săritura de la nivelul impurităţii la banda de conducţie. Si în acest caz apare o energie de activare, un nivel de energie al impurităţii, care poate absorbi electroni din banda ocupată inferioară. Absorbiţia electronului din această bandă lasă în ea o gaură, care este ocupată imediat de un electron vecin: gaura se mută astfel şi face ca electronii să înainteze. Semiconductorul este în acest caz de tip P, deoarece gaura este echivalentă unei sarcini pozitive.

Conductivitatea în cazul unui semiconductor se obţine prin deplasarea electronilor; în cazul

semiconductorilor N, este vorba de electronii liberi din zona neocupată, iar în cazul semiconductorilor P este vorba de deplasarea electronilor pe nivele energetice libere, în zona ocupată, acolo unde apar goluri. In primul caz electronii evadează singuri din zona ocupată în baza energiei termice, ca și cînd se găsec sub presiune în această zonă; în cel de al doilea

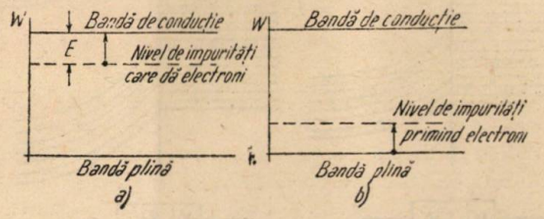


Fig. 3.

caz electronii părăsesc zona ocupată prin atracția lor spre nivelul energetic al atomului impur, creîndu-se o depresiune, o lipsă de electroni în zona ocupată, care face să apară găurile corespunzînd sarcinilor pozitive.

In cazul semiconductorilor N, sarcinile negative sînt reprezentate de electronii liberi, sarcinile pozitive fiind legate de ionii impuri. In cazul semiconductorilor P, atomii impuri devin ioni negativi, iar găurile din rețeaua atomilor normali reprezintă sarcina pozitivă.

In primul caz, particulele electrizate libere sînt reprezentate de electroni, pe cînd în cel de al doilea caz de găurile de electroni.

La temperaturile obișnuite semiconductorii lipsiți de impurități prezintă numai o conductibilitate foarte mică, zona interzisă, fiind cu greu străbătută de electroni, datorită energiei de agitație termică.

Este de observat că în cazul semiconductorilor variația temperaturii are un efect mult mai mare asupra conductibilității, comparativ cu situația de la metale. Intr-adevăr, în cazul semiconductorilor cu cît temperatura crește, cu cît ΔW este mai ușor întrecut de energia electronilor, cu atît este mai mare proporția de electroni ce pot trece în banda de conducție. In cazul metalelor situația este diferită, deoarece aici numărul de electroni care întrec cu o foarte mică cantitate nivelul energetic spre a trece la nivelul superior este practic independent de temperatură, el fiind legat cu numărul total al electronilor de valență.

Funcționarea termistorilor se bazează pe această variație a conductibilității semiconductorilor.

Dar înțelegerea funcționării semiconductorilor ca detectori și transistori mai cere introducerea noțiunii de barieră de potențial.

Teoria simplă a repartiției electricității la suprafața conductorilor, din electrostatică, trebuie să o înțelegem în sensul că sarcinile electrice sînt de fapt concentrate într-o pătură foarte subțire la suprafața conductorilor. In ce privește grosimea acestui strat se poate arăta că el este mai subțire decît un strat atomic (10^{-8} cm), avînd în vedere că smulgerea sarcinilor negative libere dintr-un asemenea strat ar cere un cîmp de 550 milioane V/cm, calculat pe baza formulei $2\ \pi\sigma = \varepsilon_0 \varepsilon E$.

In cazul semiconductorilor, densitatea de electroni este mult mai mică decît la metale (de 10^7 ori); la un cîmp de un milion V/cm care este dirijat normal la suprafața unui semiconductor N, în sensul corespunzător unori sarcini de suprafață pozitive, rezultă o grosime de $3{,}2 \times 10^{-4}$ cm, adică de cîteva mii de ori distanța interatomică. Deci la semiconductori electrizarea păturii superficiale antrenează un strat mult mai adînc decît la metale.

In fig. 4 se arată în *a*) variația potențialului la suprafața unui metal în ipoteza teoriei simple

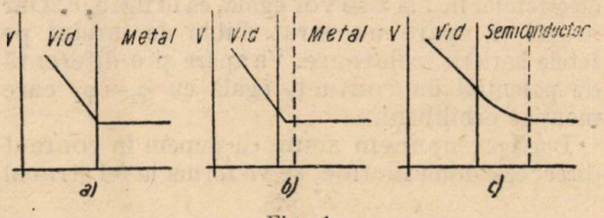


Fig. 4.

electrostatice, în *b*) în ipoteza existenței sarcinilor atomice tot în cazul unui metal și în *c*) în cazul unui semiconductor unde rezultă o regiune relativ întinsă în care pătrunde cîmpul electric (derivata potențialului). Această penetrație adîncă are loc la suprafața unui semiconductor N, atunci cînd sensul cîmpului corespunde la existența unor sarcini pozitive la suprafață, sau în cazul cînd este vorba de un semiconductor P, cu un cîmp al cărui sens corespunde la existența de sarcini negative la suprafață.

Dacă însă la un semiconductor N cîmpul aduce la suprafață electroni, aceștia avînd în volum aceeași densitate ca la un metal, pătrunderea cîmpului se face pe o adîncime foarte mică. Se observă deci că dacă cîmpul electric este astfel încît mărește densitatea purtătorilor liberi (electroni sau goluri) deja existenți, atunci semiconductorul se comportă la suprafață ca un metal.

Cînd semiconductorii se introduc în circuite, se realizează un contact între ei și un metal. Este important pentru fenomenele de detecție și amplificare de a studia echilibrul electric la acest contact.

Considerăm la început două metale cu lucruri de ieșire diferite, separate la contact printr-un strat fin izolator însă totuși reunite în exterior printr-un conductor.

Se va vedea că acest ansamblu poate constitui un detector. Fișia izolatoare se presupune de structură cristalină, cu benzi electronice de energie completate și necompletate (fig. 5, *a*).

In momentul inițial al atingerii, nivelele de energie se prezintă ca în fig. 5 *b*, rezultînd că electronii din metalul *2* vor tinde să treacă spre metalul *1* în mai mare măsură decît cei din metalul *1* spre metalul *2*. Aceasta din cauză că s-a presupus că lucrul de ieșire φ_1 este mai mare decît φ_2. Deci vor trece electroni dinspre metalul *2* spre metalul *1*; din cauza existenței conductorului

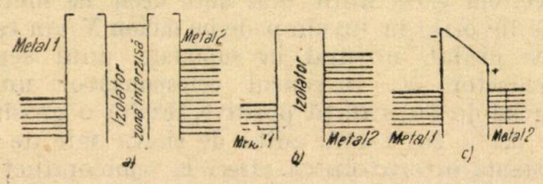


Fig. 5.

exterior care leagă cele două metale se va stabili un echilibru cînd nivelele superioare a energiilor electronilor în *1* și *2* se vor egala, ca în fig. 5, *c*. Dar atunci va apare un strat dublu de sarcini pe fețele barierii izolatoare. Va apare și o diferență de potențial de contact, egală cu $\varphi_1 - \varphi_2$ care menține echilibrul.

Dacă presupunem acum că punem în contact direct cele două metale, se va forma la fel stratul

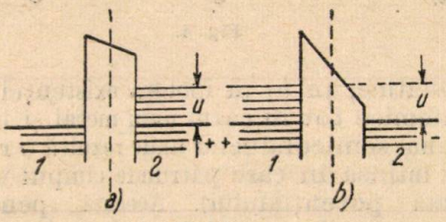


Fig. 6.

dublu, cele două fețe apărînd imediat în fața și spatele suprafeței de contact în baza celor explicate pe fig. 4, *b*.

In cazul cînd se aplică o mică tensiune $\pm u$ dinafară, atunci dinspre metalul *1* nivelul superior al energiilor electronilor rămîne neschimbat pe cînd nivelul dinspre *2* se ridică în cazul *a* și se coboară în cazul *b* (fig. 6). Dacă în cazul *a* se ridică nivelul prin *u*, așa încît barierea stratului dispare, adică $u \geqslant \varphi_1 - \varphi_2$, bariera nu mai există în sensul *2—1* și rezistența contactului scade brusc și devine practic zero.

Pentru tensiuni *u* negative (cazul *b*) trecerea electronilor este stînjenită pentru că bariera dinspre metalul *1* nu se schimbă prin aplicarea acestei tensiuni, bariera dinspre *2* scade și deci rezistența în acest sens rămîne mare.

Aceasta este o imagine simplă a proceselor de bază care formează fenomenul de detecție.

In cazul contactului unui metal cu un semiconductor, se constată că există proprietăți mai pronunțate pentru detecție; situația se prezintă ca în fig. 7, *a*.

La început, în momentul contactului, nivelele se prezintă ca în *b*. In ipoteza figurii se vede că lucrul de ieșire din metal este presupus mai mare decît cel din semiconductor. Atunci electronii din semiconductor vor emigra spre metal formînd la suprafața lui o sarcină negativă. In semiconductor vor rămîne ionii impuri care vor forma stratul pozitiv; s-a văzut că acest

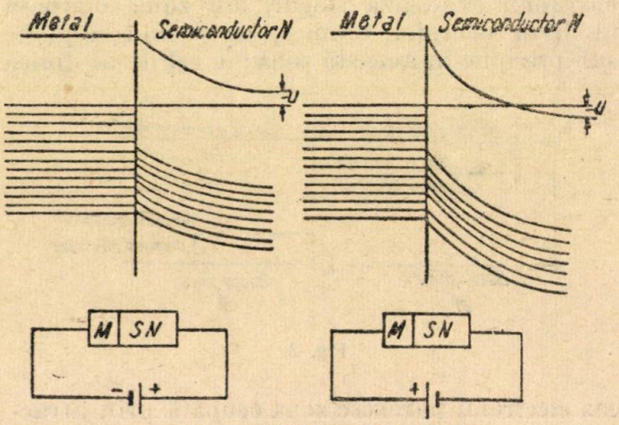


Fig. 7.

strat se va întinde pe o grosime apreciabilă, avînd în vedere densitatea mică a impurităților. Echilibrul electric se va stabili cînd nivelul zonei de conducție din semiconductor se va coborî la nivelul superior al energiilor electronilor din metal (fig. 7).

Dacă acum se aplică o tensiune exterioară $\pm u$ atunci se modifică nivelele ca în fig. 8.

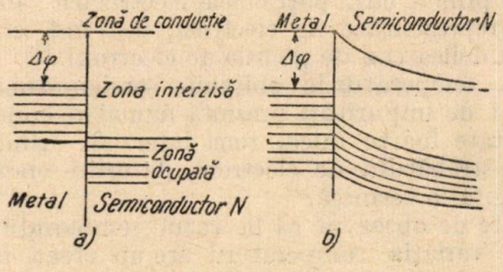


Fig. 8.

In cazul *a* se ușurează trecerea electronilor dinspre semiconductor spre metal, pe cînd în cazul *b* nivelul energetic dinspre metal nu se schimbă și conducția este foarte slabă.

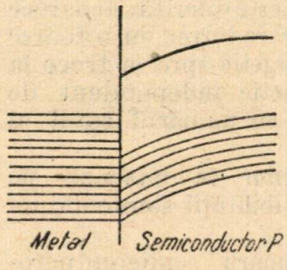


Fig. 9.

Se realizează astfel o conductibilitate pronunțată unilaterală, adică se obține un element de redresare, sau detecție.

Dacă s-ar lua un metal cu un semiconductor *P*, cu $\varphi_M > \varphi_{SC}$ situația de echilibru ar duce la niște nivele energetice ca cele arătate în fig. 9. De astă dată purtătorii liberi, adică găurile, sînt legate de nivelul superior al zonei ocupate; el va căuta să se ridice la nivelul superior al zonei energetice a metalului. Stratul dublu va

fi format din sarcini negative la suprafața metalului și sarcini pozitive, găurile, în rețeaua semiconductorului. Efecte similare de detecție pot avea loc și în acest caz.

Dar efectul de detecție este și mai mare dacă se pun în contact doi semiconductori, unul N și altul P. Dacă lucrul de ieșire al semiconductorului P este superior celui al semiconductorului N, (de exemplu Cu_2O cu TiO_2) atunci raportul rezistențelor în cele două sensuri atinge valoarea 10 000 (fig. 10).

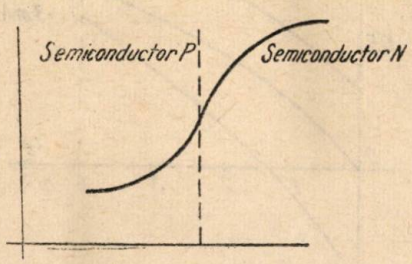


Fig. 10.

Inafară de explicarea de mai sus dată fenomenului de detecție, savantul sovietic A. F. Joffe a mai dat o altă explicare bazată pe schimbarea grosimii stratului barieră în funcție de sensul curentului.

Pe baza numeroaselor studii efectuate asupra procesului de detecție în semiconductori s-a ajuns în anul 1948 la un element semiconductor nou, care s-a numit transistor și care funcționează aparent ca un tub electronic amplificator.

Sînt două tipuri principale: cu vîrfuri și cu joncțiuni. Primul tip (fig. 11, *a*) are două contacte vîrfuri redresoare pe suprafața unei foițe de germaniu, metalizată pe o bază și lipită pe un disc metalic. Distanța între punctele de contact este de ordinul 0,05—0,25 mm. Uneori cele două vîrfuri se așază de o parte și de alta a foiței de cristal (fig. 11, *b*).

Cel de-al doilea tip cu joncțiuni este format dintr-o lamă subțire de germaniu N sau P plasată între două regiuni de tip opus (fig. 11, *c*).

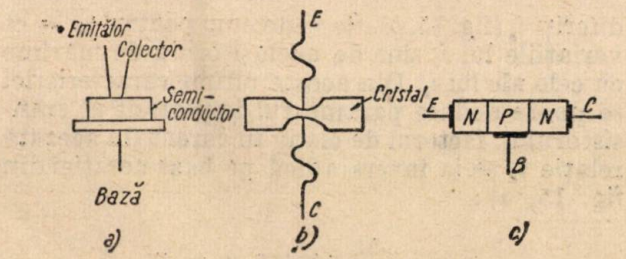


Fig. 11.

Se obțin două feluri de transistori cu joncțiuni NPN sau PNP. Chiar și tipul cu contacte vîrfuri poate fi construit în două forme după cum germaniul este N sau P; în mod obișnuit este de tip N.

In locul catodei de la triodă, transistorul are un *emițător*, care emite în semiconductor purtători de semn contrar celor ce se găsesc în mod obișnuit în acel semiconductor. Are apoi un electrod de control, care poartă denumirea de *bază* și care reglează potențialul în jurul emițătorului și deci curentul emis. Un *colector*, corespunzător anodului din tubul electronic primește curentul.

La fel ca la catodul tubului electronic, există un fenomen de emisie la emițător. De exemplu în cazul unui semiconductor N tip cu contacte vîrfuri, se produce o emisie, în special de găuri, dacă barierea de potențial în apropierea emițătorului este peste nivelul $\frac{\varepsilon}{2}$. Aceasta se întîmplă, obișnuit, la contactul unui metal cu germaniu N (sau la contactul a doi semiconductori de tipuri P—N). In mod obișnuit germaniu N se știe că are purtători negativi. In acest caz, vîrful emițător la un mic potențial pozitiv, absoarbe în cantitate relativ mare electroni din germaniu N, lăsînd chiar găuri în rețea. Vîrful colector, așezat în imediata vecinătate de emițător, la un important potențial negativ, atrage aceste goluri (fig. 12). O mică parte din găuri se neutralizează de către electronii liberi din semiconductor și se formează astfel un slab curent de electroni dinspre bază; dar între colector și bază, prin semiconductor, mai circulă obișnuit un curent din cauza polarității negative a colectorului, care face ca să existe un curent de electroni de la colector la bază.

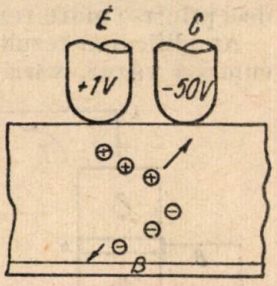


Fig. 12.

Contactele emițător-semiconductor și colector-semiconductor trebuie considerate ca niște elemente detectoare: ținînd seama de polaritatea aplicată, rezultă că prin primul contact trece un curent, direct, pe cînd prin cel de-al doilea, un curent invers. Baza nu formează cu semiconductorul un element detector.

La transistorul cu contacte în vîrf, cînd găurile pozitive ajung la colector, atunci ies din colector un număr important de electroni, uneori mai mulți decît găurile; atunci curentul care intră prin emițător este mai mic decît cel care iese prin colector. Dacă se pune baza la masă acest fapt nu are mare importanță (fg. 13, *a*), dacă însă se pune emițătorul la masă (fig. 13, *b*) atunci apare la intrare o rezistență negativă, care este în general supărătoare.

In cazul transistorului cu joncțiuni, de exemplu $P\ N\ P$, unde în mod obișnuit se pune emițătorul la masă (fig. 14), curentul principal circulă în interiorul semiconductorului de la P_1 spre P_2 prin găuri; cînd aceste găuri trec prin

regiunea N sînt în slabă măsură neutralizate de electronii liberi de acolo, acțiunea principală este modularea fluxului de găuri prin potențialul variabil aplicat între emițător și bază. Aici curentul la intrare nu devine negativ, deoarece la colectorul P_2 nu apar electroni liberi în mare cantitate, așa cum se întîmplă la contactul vîrf

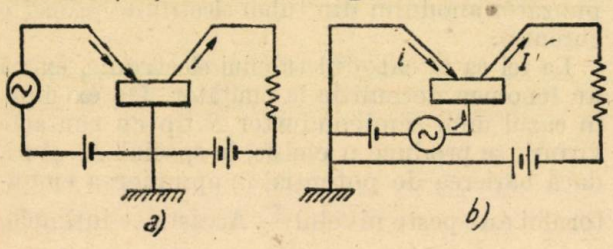


Fig. 13.

metalic din cazul precedent. Semiconductorul este astfel pregătit încît densitatea găurilor este mai mare în P_1 decît în P_2.

Transistorul cu joncțiuni se caracterizează deci printr-o mare rezistență pozitivă de intrare.

Amplificarea rezultă în următorul mod. După cum s-a văzut, variațiile de curent la emițător vor determina variații de același ordin de mărime în curentul colectorului; în cazul transistorului cu vîrfuri, din cauza efectului de multiplicare la colector, rezultă chiar o amplificare a variațiilor curentului la ieșire 0,5 pînă la 3. Dar ceea ce este important este rezistența internă mare la ieșire a transistorului, care permite introducerea unei sarcini de mare impedanță în circuitul colectorului, deci realizarea unei tensiuni amplificate la bornele sarcinii.

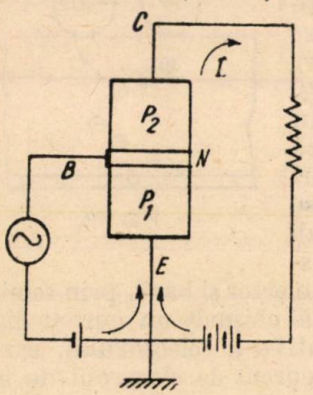


Fig. 14.

Inafară de tipurile de transistori considerate mai sus, mai sînt tipurile inverse: cu vîrfuri tip P (rareori) și cu joncțiuni tip NPN. Curenții sînt inverși în aceste tipuri față de sensul curenților din cazurile considerate mai sus.

Caracteristicile transistorilor

Proprietatea principală a lor este că intensitatea curentului în circuitul colectorului poate fi controlată prin curentul în emițător, acest ultim curent poate fi variat prin tensiunea aplicată pe emițător. La colector apare o tensiune care depinde de sarcină.

La *transistorii de contact* emițătorul prin polarizarea lui (circa 1 V) determină un efect de detecție, curentul trece în sens direct; colectorul prin polarizarea lui (circa 40 V) reprezintă un detector blocat. Deci rezistența internă de intrare este mică pe cînd cea de ieșire este mare.

Fenomenele din circuitul de intrare se urmăresc pe caracteristicile $u_e = f(i_e)$ pentru diferiți i_c (fig. 15, *a*).

La fel fenomenele din circuitul de ieșire se urmăresc pe caracteristicile $u_c = f(i_c)$ pentru

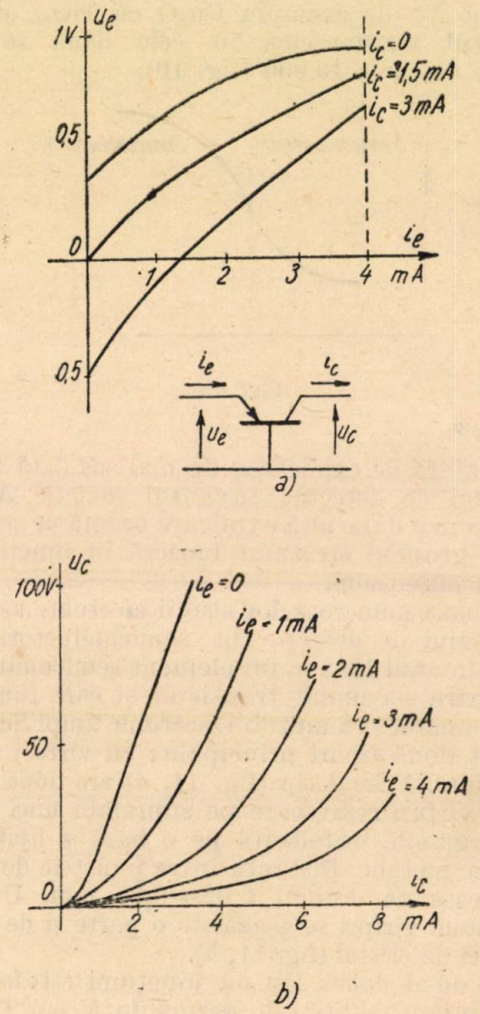


Fig. 15.

diferiți i_e (fig. 15, *b*). Se vede cum pentru u_c = ct variațiile lui i_c sînt de același ordin de mărime cu cele ale lui i_e. Din aceste ultime caracteristici se poate deduce parametrul important al transistorului, factorul de cîștig în curent (în această relație i_e se ia invers adică pe baza notației din fig. 15, *a*):

$$\alpha = -\frac{\Delta i_c}{\Delta i_e} \text{ pentru } u_c = \text{ct.}$$

Acest factor are valori cuprinse între 0,5 și 3; el scade cu cît distanța între vîrfuri crește.

La o sarcină exterioară, de natură rezistivă, corespunde în planul caracteristicilor u_c—i_c o dreaptă, care permite determinarea variației de tensiune la bornele sarcinii, pentru o anumită

variație a curentului emițător. Se poate astfel deduce efectul de amplificare.

Caracteristicile dinamice ale transistorului se consideră liniare pentru variații mici. Pentru cazul cînd baza este pusă la masă (fig. 16) ele iau forma :

$$\Delta u_e = R_{11}\,\Delta i_e + R_{12}\,\Delta i_c \qquad (1)$$

$$\Delta u_c = R_{21}\,\Delta i_e + R_{22}\,\Delta i_c$$

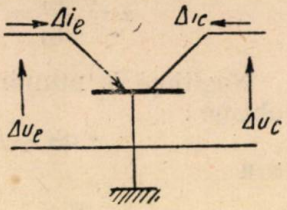


Fig. 16.

Parametrii R sînt reali la frecvențele sub 1 M Hz, pozitivi, iar cei de la ieșire R_{21} și R_{22} sînt de cîteva zeci de ori mai mari decît cei de la intrare R_{11} și R_{12}.

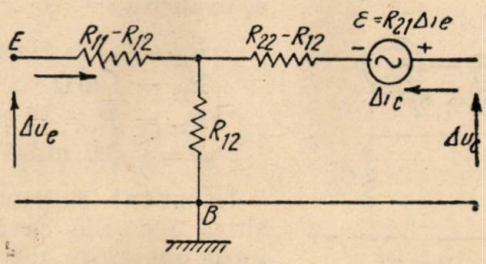


Fig. 17.

De exemplu se dau următoarele valori :

$$R_{11} = 300\,\Omega \quad R_{12} = 100\,\Omega \quad R_{22} = 12\,000\,\Omega$$

$R_{21} = 25\,000\,\Omega$ la curenți de ordinul miliamperului.

Schema echivalentă T este arătată în fig. 17.

In cazul cînd se pune emițătorul la masă (fig. 18) atunci curenții Δi_1 și Δi_2, de la intrare și ieșire, determină relațiile :

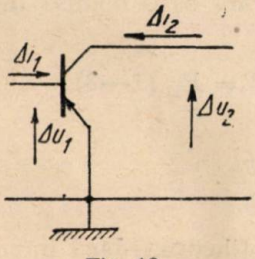


Fig. 18.

$$\Delta u_1 = R_{11}\,\Delta i_1 + (R_{11} - R_{12})\,\Delta i_2$$

$$\Delta u_2 = -R_{21}\,\Delta i_1 + (R_{22} - R_{21})\Delta i_2 \qquad (2)$$

avînd în vedere că :

$$\Delta u_1 = -\Delta u_e\,;\ \Delta i_1 = -\Delta i_e - \Delta i_c$$

$$\Delta u_2 = \Delta u_c - \Delta u_e \approx \Delta u_c\,;\ \Delta i_2 = \Delta i_c$$

Factorul de cîștig în curent este :

$$a = -\frac{\Delta i_2}{\Delta i_1} = \frac{\alpha}{1-\alpha}.$$

Schema echivalentă T este arătată în fig. 19.

In cazul transistorilor cu joncțiuni se obțin caracteristici similare. De exemplu, caracteristicile u_c—i_e pentru diferiți i_c constanți sînt de forma celor arătați în fig. 20.

Parametrii care rezultă au valorile :

$$R_{11} = 300\,\Omega \qquad R_{12} = 30\,\Omega$$
$$R_{21} = 0{,}98\,\mathrm{M}\Omega \qquad R_{22} = 1\,\mathrm{M}\Omega.$$

Se observă o bună liniaritate, un factor de cîștig în curent α puțin mai mic ca unitatea și o mare impedanță la ieșire.

Cu transistorii cu vîrfuri se realizează puteri de ordinul zecilor de mW, pe cînd cu transistorii

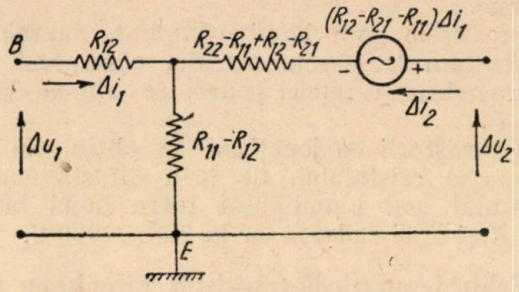


Fig. 19.

cu joncțiuni se realizează puteri de ordinul wați-lor.

La frecvențele înalte, parametrii devin cantități complexe ; transistorii cu vîrfuri pot funcționa mulțumitor pînă la frecvențe de ordinul

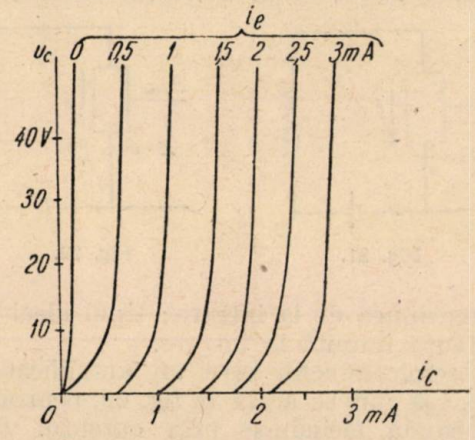


Fig. 20.

10 MHz pe cînd cei cu joncțiuni numai pînă la frecvențe de 1 MHz.

Zgomotul introdus de transistorii cu vîrfuri este mai mare decît cel introdus de tuburile electronice ; zgomotul introdus de transistorii cu joncțiuni este de aproximativ același ordin de mărime ca la tuburi.

Caracteristicile transistorilor variază în oarecare măsură cu temperatura, totuși în mai mică măsură decît variază caracteristicile diodelor cu germaniu.

In construcția acestor transistori se utilizează germaniu foarte pur. Germaniul livrat de industria chimică trebuie purificat cu multă grije.

Adăugînd impurități se realizează germaniul N sau P. In tipul N este un exces de purtători negativi, iar impuritățile sînt arsenicul, bismutul antimoniul. Curentul în sens direct este constituit din găuri.

In tipul P este un exces de găuri, impuritățile sînt aluminiu, bor indiu, aur, cupru.

Din germaniu pur se poate trece la tipul N sau P prin adăugarea de impurități în volum sau superficial, prin bombardament superficial cu particule α, sau aplicînd o supraintensitate locală și de scurtă durată, sau un tratament termic.

Produsele prin bombardament, supraintensitate sau tratament termic, corespund la o disimetrizare a rețelei și deci se ajunge la un tip P.

Transistorii cu joncțiuni se obțin, fie prin formarea cristalului, fie prin difuzia aurului, cuprului sau aluminiului între două blocuri tip N și apoi sudarea lor la 700...900°C.

Echivalența triodă-transistor. Circuite cu transistori

Se pune problema dacă în utilizarea transistorilor trebuie create circuite noi sau se pot transforma circuitele cunoscute pentru tuburile electronice.

Un tub electronic este un amplificator de tipul celui arătat în fig. 21, comanda făcîndu-se

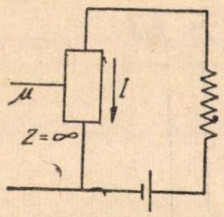


Fig. 21.

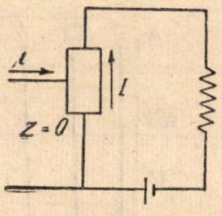


Fig. 22.

prin tensiunea de la intrare; tipul ideal are o impedanță infinită la intrare.

Un semiconductor este un amplificator de alt tip, așa cum se arată în fig. 22, pentru tipul N, comanda făcîndu-se prin curentul de la intrare; tipul ideal are o impedanță zero la intrare.

Rezultă că relațiile vor fi, în general, altele cînd se trece de la tuburi la transistori și trecerea nu se poate face simplu în mod mecanic.

Dacă se încearcă să se găsească o schemă echivalentă cu triodă, pentru *un transistor cu vîrfuri* tip N, se găsește schema din fig. 23, unde însă tubul trebuie să aibă o pantă negativă, deci este de fapt un tub fictiv. Intr-adevăr din fig. 17 rezultă că în circuitul de ieșire apare o f.e.m. ε care este de sens contrar cu cea cunoscută $\mu\Delta u_g$ în schema de echivalență a triodei.

Din fig. 23 rezultă:

$$\Delta u_g = (R_{11} - R_{12})\ \Delta i_e$$

$$\Delta u_a = \Delta u_c - R_{12}\ (\Delta i_e + \Delta i_c).$$

Scriind ecuația diferențială pentru triodă se obține:

$$R_i \Delta i_c = \Delta u_c - R_{12}\ (\Delta i_e + \Delta i_c) + \mu \Delta i_e (R_{11} - R_{12})$$

sau

$$\Delta u_c = [R_{12} - \mu(R_{11} - R_{12})]\ \Delta i_e + (R_{12} + R_i)\ \Delta i_c$$

rezultă astfel R_{21} și R_{22}; raportul lor dă factorul de cîștig în curent:

$$R_{21} = R_{12} - \mu(R_{11} - R_{12});\quad R_{22} = R_{12} + R_i \approx R_i$$

$$\alpha = \frac{R_{21}}{R_{22}} = \frac{R_{12} - \mu(R_{11} - R_{12})}{R_{12} + R_i}.$$

Neglijînd la numărător și numitor pe R_{12} se obține:

$$\alpha \approx -S\,(R_{11} - R_{12})$$

sau

$$S = -\frac{R_{21}}{R_{22}(R_{11} - R_{12})}$$

Rezistența internă R_i a tubului se identifică practic cu R_{22}. Astfel se găsește în mediu pentru trioda echivalentă:

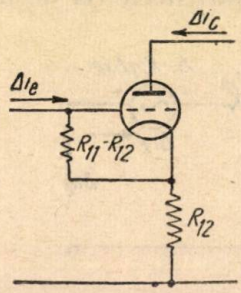


Fig. 23.

$$R_{11} - R_{12} = 200\,\Omega$$
$$R_{12} = 100\,\Omega$$
$$R_{22} = R_i = 12\,000\,\Omega$$
$$S = -10\ \text{mA/V}.$$

La un tub cu panta pozitivă reacțiile ce pot fi introduse prin rezistențe sînt negative (reacția cu rezistență pe catod, sau reacția potențiometrică de la anod); în cazul cînd panta este negativă, reacțiile sînt pozitive.

Această observare are consecințe importante pentru funcționarea transistorului.

Reacția aceasta pozitivă poate face instabilă funcționarea transistorilor ca amplificatori, conducînd eventual la amorsare de oscilații.

Reacția pe catod este maximă atunci cînd sarcina din circuitul colectorului este zero. Atunci impedanța de intrare este dedusă din relațiile (1)

$$\frac{\Delta u_e}{\Delta i_e} = R_{11} - \frac{R_{12}R_{21}}{R_{22}} = R_{11}(1 - \delta)$$

notînd

$$\delta = \frac{R_{12}R_{21}}{R_{11}R_{12}}.$$

Circuitul este stabil întotdeauna dacă impedanța aceasta de intrare este pozitivă, adică $\delta < 1$.

La început nu se putea din construcție coborî suficient R_{12} și deci δ la transistorii cu vîrfuri era mai mare decît 1.

Astăzi se construiesc transistori cu $\delta < 1$.

Uneori, în loc de o alimentare cu două surse separate, se aplică o alimentare cu o singură sursă exterioară, a doua tensiune obținîndu-se prin cădere de tensiune în R (fig. 24). La frecvențe joase C nu mai este un scurtcircuit și se pot produce oscilații.

Se preferă în acest caz schema din fig. 25, care introduce o rezistență serie în circuitul de intrare.

Circuitele de amplificare cu emițătorul la masă (sau colectorul la masă) dau o reacție pozitivă mai puternică, așa încît utilizarea lor trebuie făcută cu multă atenție.

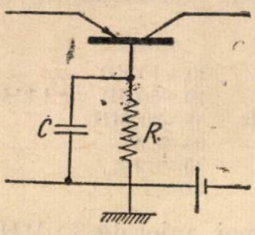


Fig. 24.

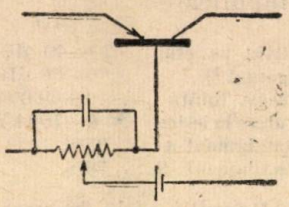


Fig. 25.

Intr-adevăr s-a văzut că pentru circuitul cu emițătorul la masă factorul de cîștig în curent este :

$$a = \frac{\alpha}{1-\alpha} \qquad \left(\alpha = -\frac{\Delta i_c}{\Delta i_e}\right).$$

Deci dacă α se apropie de 1, a tinde spre infinit și se produc oscilații.

Faptul că transistorul poate prezenta o rezistență negativă la intrare, atunci cînd de exemplu este scurtcircuitat la ieșire, permite ca să se obțină ușor un circuit basculant, un circuit oscilator fără transformator. In fig. 26 se dau două asemenea circuite.

O impedanță negativă de putere se obține

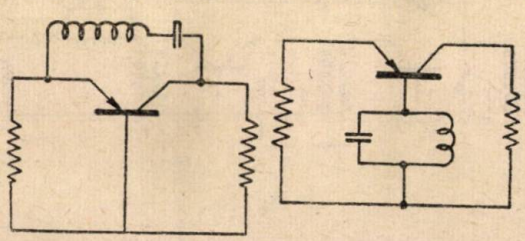


Fig. 26.

în circuitul de ieșire, dacă se scurtcircuitează intrarea și se introduce o rezistență în conexiunea bazei.

In problema trecerii de la circuitele triodei la circuitele transistorului s-a căutat să se stabilească o corespondență, ținînd seama de proprietățile de bază, în amplificare, sintetizate în fig. 21 și 22.

Comparînd și caracteristicile triodei i_a—u_a cu cele ale transistorului u_c—i_c, se remarcă o corespondență între curent și tensiune. Rezultă astfel transformarea prin dualitate și a circuitelor conectate. Astfel, un circuit derivație se transformă într-unul serie și invers. Dar aceste proprietăți de dualitate nu sînt utile în practică pentru că ele se aplică numai în cazul cînd trioda și transistorul sînt apropiate de cazurile ideale reprezentate în fig. 21 și 22. Trioda într-adevăr că opune la intrare o impedanță practic infinită, dar transistorul nu opune la intrare o impedanță zero. De exemplu, dacă se înlocuiește circuitul triodei din fig. 27, a cu circuitul transistorului din fig. 27, b se observă că pe cînd la triodă circuitul acordat aproape nu era amortizat de triodă, în cazul transistorului cu vîrfuri circuitul

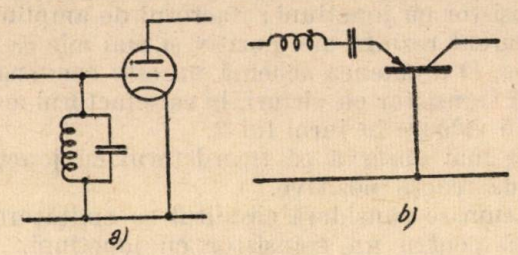


Fig. 27.

serie echivalent este amortizat de 200—300 Ω, rezistența la intrare a transistorului.

Pe de altă parte prin faptul că factorul de amplificare al unei triode este pozitiv, nu se

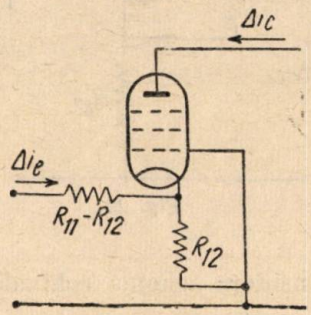


Fig. 28.

poate prin dualitate a se ajunge la circuite interesante cu transistori cu vîrfuri, deoarece rezultă factori de amplificare în curent negativi.

Examinînd acum dualitatea pentru transistorul cu joncțiune (NPN) cu baza la masă se găsește potrivită schema din fig. 28 unde grila este la masă.

Aici se poate scrie :

$$\Delta u_g = -R_{12}(\Delta i_e + \Delta i_c)$$
$$\Delta u_a = \Delta u_c - R_{12}(\Delta i_e + \Delta i_c)$$

Relația diferențială a tubului dă :

$$R_i \Delta i_c = \Delta u_c - R_{12}(\Delta i_e + \Delta i_c) - \mu R_{12}(\Delta i_e + \Delta i_c)$$

sau

$$\Delta u_c = R_{12}(1+\mu)\Delta i_e + [R_i + R_{12}(1+\mu)]\Delta i_c.$$

Rezultă astfel R_{21} și R_{22} precum și :

$$R_{21} = R_{12}(1+\mu) \qquad R_{22} = R_i + R_{21}$$

$$\alpha = \frac{R_{12}(1+\mu)}{R_i + R_{12}(1+\mu)} \approx \frac{R_{12} S}{1 + R_{12} S}.$$

Valori obișnuite sînt :

$$R_{11} - R_{12} = 270\,\Omega \qquad R_{12} = 30\,\Omega \qquad R_i = 20\,000\,\Omega$$
$$S = 1\,630 \text{ mA/V}$$
$$\mu = 32\,600$$

Cu toate că trioda echivalentă trebuie aleasă ca să posede niște parametrii de valori neuzuale, totuși principial orice schemă cu o triodă (pentodă) poate fi transformată într-o schemă cu transistor cu joncțiuni; factorul de amplificare în curent rezultă aici pozitiv și mai mic ca unitatea. O asemenea schemă nu este convenabilă unui transistor cu vîrfuri, la care factorul acesta are o valoare în jurul lui 2.

Se mai observă că transistorul cu joncțiuni nu dă reacții pozitive.

Acum se consideră circuitul cu emițătorul la masă pentru un transistor cu joncțiuni.

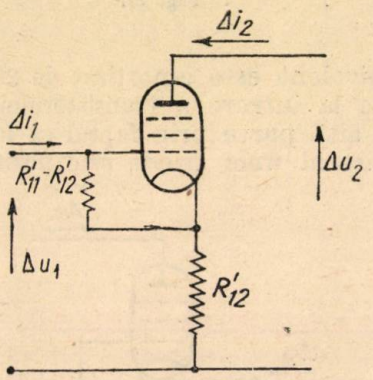


Fig. 29.

Se va considera schema echivalentă din fig. 29, unde

$$\begin{Vmatrix} R'_{11} & R'_{12} \\ R'_{21} & R'_{22} \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} R_{11} & R_{11}-R_{12} \\ -R_{21} & R_{22}-R_{21} \end{Vmatrix}.$$

Se găsește acum:

$$R_i \approx R'_{22} \qquad S = \frac{R'_{21}}{R'_{22}\left(R'_{11} - R'_{12}\right)}$$

$$a = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{R'_{21}}{R'_{22}} \qquad \alpha = \frac{R_{21}}{R_{22}}$$

Valori obișnuite sînt:

$$R_i = 20\,000\,\Omega \quad a = 50 \quad S = 1\,300 \text{ mA/V}.$$

Pentru sarcini de zeci de mii de ohmi cîștigul în curent se păstrează la valoarea 50.

In acest caz transistorul are proprietatea de a introduce în sarcină un curent Δi_2 proporțional cu Δi_1

$$\Delta i_2 = a\,\Delta i_1.$$

Se poate face aici o analogie cu pentoda care la fel introduce un curent proporțional cu Δu_g:

$$\Delta i_a = S\,\Delta u_g.$$

Aplicațiile transistorilor

In primul rînd transistorii se pot întrebuința ca amplificatori. Comparativ cu tubul electronic, transistorul are următoarea performanță de amplificare:

	Tub	Transistor
Cîștig pe etaj	20—40 dB	20—40 dB
Zgomot [1]	0—30 dB	10—50 dB (pe 1 kHz)
Frecv. limită	0—60 000 MHz	0—30 MHz
Putere la ieșire	0—100 kW	0—2 W
Randament *A*	35 %	35—49 %
Randament *B*	79 %	80 %

Rezultă că la frecvențe mai mici de 30 MHz transistorul este comparabil cu tubul electronic.

In regim de impulsuri de asemenea este o situație comparabilă pînă la pulsuri de 0,5 μs și 1 MHz frecvență de repetire.

Transistorii se adaptează în circuite în condiții foarte bune cu diodele de germaniu.

Transistorii mai au avantajul unui volum foarte redus, a suprimării energiei necesare încălzirii catodului și deci la mărirea randamentului global. Ei au o viață foarte lungă (peste 70 000 ore) și sînt foarte robuști la accelerații, șocuri și vibrații microfonice.

Creșterea temperaturii peste 60°C nu este recomandată în cazul transistorilor.

Tipurile cu vîrfuri au avantajul că merg la frecvențe mai ridicate, însă au inconvenientul

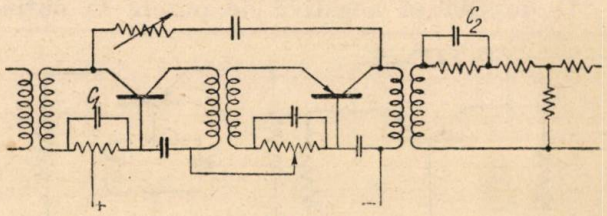


Fig. 30.

unui zgomot mai mare și a unei puteri mai mici la ieșire.

Transistorii sînt indicați, în primul rînd, în amplificatorii audio de tensiune, în amplificatori vocali întrebuințați în telefonie. In fig. 30 se

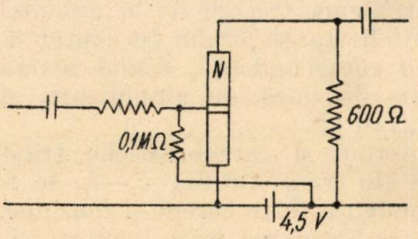


Fig. 31.

arată un repetor telefonic cu două etaje și o singură sursă de alimentare; el are o reacție negativă pentru a se mări stabilitatea în funcționare. Corecția de frecvență se reglează prin C_1

[1] Zgomotul este măsurat prin raportul dintre rapoartele semnal-zgomot la ieșire și intrare.

pentru joasa frecvență și prin C_2 pentru înalta frecvență. Se mai observă transformatorii necesari adaptării impedanțelor de la intrarea și ieșirea transistorilor.

Un amplificator realizat cu un transistor cu joncțiuni este arătat în fig. 31. Se observă că

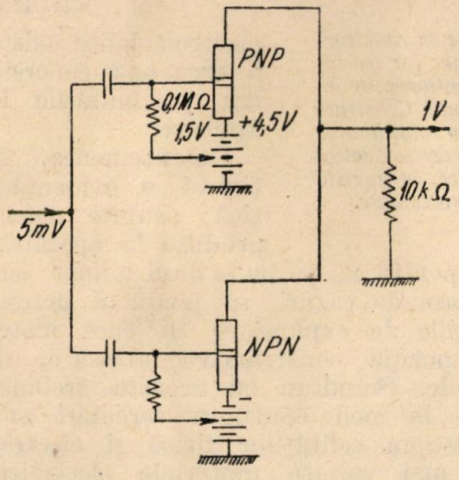


Fig. 32.

este suficientă o sursă de 4,5 V care polarizează și baza, printr-o rezistență de 100 000 Ω.

Prin faptul că există două tipuri opuse de transistori cu joncțiuni, unul NPN și altul PNP, se face posibilă simplificarea schemelor în contratimp, eliminînd transformatorii.

In fig. 31 se arată un asemenea circuit.

O altă aplicație găsesc acești transistori în amplificatorii de curent continuu unde se poate realiza un cuplaj direct. In fig. 33 se arată un asemenea amplificator cu două etaje.

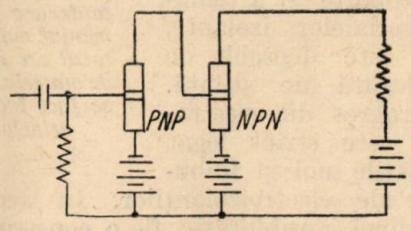


Fig. 33.

Printr-o reacție pozitivă se crează organe cu rezistență negativă, deci oscilatori.

Transistorii se pot utiliza în aparatele de radiorecepție imediat după detecție. Se pot întrebuința în aparatele de televiziune, atît în canalul video cît și în circuitele de sincronizare.

Aceste elemente sînt în continuă perfecționare încă și se fac continue cercetări a găsi cele mai potrivite circuite aplicabile transistorilor.

(Inst. Politehnic București — Catedra de electronică)

★

ТРАНЗИСТОРЫ

Резюме

После изложения физических свойств полупроводников, производится анализ процесса детекции в полупроводниках. Затем рассматриваются характеристики транзисторов, эквивалентность диод-транзистор и токи транзисторов. Статья заканчивается применениями транзисторов.

Materiale electroizolante în construcţia aparatelor electrice de înaltă tensiune*)

Prof. dr. H. STAMM

621.315.61.027.3

Consideraţiile despre progresele în construcţia aparatelor de înaltă tensiune vor fi întotdeauna strîns legate cu desvoltarea în domeniul materialelor electroizolante. Constructorul are astăzi la dispoziţie o multitudine de materiale electroizolante. Din această cauză se face încercarea de a se trece în revistă principalele materiale electroizolante.

In domeniul materialelor electroizolante şi a tehnicii materialelor izolante, tehnica este deosebit de strîns legată de ştiinţă. Orice progres din electrotehnică este strîns legat de calităţile noi şi îmbunătăţite ale electroizolanţilor. In acest sens, există două posibilităţi : fie o construcţie mai corespunzătoare şi o utilizare mai raţională a materialelor electroizolante, fie păşirea pe drumuri principiale noi în producerea materialelor electroizolante.

Orice progres în proiectarea şi construcţia aparatelor electrice tinde, în ultimă instanţă, la îmbunătăţirea calităţilor electrice ale acestora. De aici, rezultă condiţiile ce trebuie impuse principial materialelor electroizolante.

Toate materialele electroizolante sînt supuse la solicitări mecanice, termice şi electrice, la care în unele cazuri se adaugă şi solicitări chimice (ca de exemplu acţiuni electrolitice). Dacă se exceptează unele cazuri izolate, nici un material electroizolant nu este în stare să satisfacă singur toate cerinţele. In majoritatea cazurilor este necesară utilizarea anumitor combinaţii de materiale electroizolante. Alegerea unei anumite combinaţii dintr-o serie determinată de materiale electroizolante, depinde în special de aprecierea diferitelor solicitări, respectiv de valoarea pe care o au solicitările în cazul dat. Avînd în vedere numărul mare de materiale electroizolante ce ne stau astăzi la dispoziţie, numărul combinaţiilor posibile este atît de mare, încît pentru alegerea dispoziţiei şi dimensionarea izolaţiei se impun în mod necesar atît cunoştinţe detaliate asupra caracteristicilor fizice şi electrice ale materialelor electroizolante, cît şi capacitatea constructorului de a avea o privire de ansamblu asupra interdependenţei diferiţilor factori şi de a găsi pentru toate cazurile soluţiile optime.

Prin numărul mare de materiale electroizolante, în special a celor create recent, la dimensionarea izolaţiilor şi alegerea materialului izolant corespunzător, constructorul are de învins dificultăţi mari. Din această cauză, trebuie făcută încercarea de a sintetiza indicaţiile din literatură asupra materialelor electroizolante existente şi a crea baze concrete pentru posibilităţile lor de aplicare.

De asemenea, trebuie ţinută o evidenţă statistică asupra defectărilor produse la aparatele electrice, pentru ca, pe baza unui număr suficient de mare de cazuri, să poată fi determinate condiţiile de exploatare în care materialele şi dispoziţia constructivă utilizată, satisfac cerinţele. Simultan cu aceasta trebuie executate în mod continuu cercetări amănunţite asupra calităţilor fizice şi electrice ale celor mai variate materiale electroizolante. Acestea din urmă constituie o sarcină căreia Institutul de înaltă tensiune al facultăţii de electrotehnică din Ilmenau i-a atribuit o atenţie deosebită, pentru a satisface cerinţele practicii. Dintr-o statistică americană din anul 1941 privind defectarea a 3 439 maşini şi aparate electrice, rezultă că 84,4% din toate cazurile se datoresc defectelor de izolaţie [1]. In cazul tensiunilor pînă la 30 kV caracteristicile de rezistenţă mecanică şi rezistenţă la încălzire a materialelor electroizolante vor fi factorii determinanţi. In aceste cazuri se admite că din punct de vedere electric calităţile sînt suficient de bune pentru a suporta solicitările cu condiţia ca producerea şi prelucrarea materialului electroizolant să fie executată corect şi dispoziţia constructivă să fie corespunzătoare. Lipsa de atenţie în această privinţă poate avea urmări foarte grave chiar în cazul tensiunilor joase.

Am menţionat anterior că materialele electroizolante sînt supuse la solicitări mari şi că ele trebuie să reziste acestora. Chimiştii şi fizicienii caută să satisfacă aceste cerinţe prin crearea şi producerea de materiale electroizolante tot mai noi, avînd calităţi ameliorate. In prezent nu s-a stabilit încă definitiv influenţa pe care o are compoziţia chimică asupra rigidităţii dielectrice. Pentru noi, determinante sînt caracteristicile fizice ale materialelor, deoarece ele determină caracteristicile electrice. Studiul influenţei directe a compoziţiei chimice asupra calităţilor electrice poate fi întreprins, dacă tehnica reuşeşte să producă materiale electroizolante ireproşabile, fără impurităţi şi incluziuni de aer [2]. Există o serie întreagă de materiale electroizolante la care influenţarea rigidităţii dielectrice ar trebui să fie posibilă pe cale pur chimică. Ştiinţa încearcă de

*) Lucrarea de faţă a format obiectul unei conferinţe ţinute de către prof. dr. H. Stamm, rectorul Institutului Electrotehnic din Ilmenau (R.D.G.), cu ocazia vizitei făcute în ţara noastră ca invitat al Academiei R.P.R.

pe acum să rezolve aceste probleme determinînd constituția moleculară care este hotărîtoare în ceea ce privește calitățile electroizolante ale materialelor. Prin cercetări în domeniul teoriei moleculare, chimia suprafețelor a realizat o contribuție importantă în domeniul rezistenței la scurgeri electrice superficiale. In cele ce urmează se va încerca să se dea un scurt rezumat asupra părerilor existente în privința naturii străpungerii dielectrice a materialelor electroizolante, în măsura în care aceasta este posibil, ținînd seama de multiplele probleme încă nerezolvate.

I. Străpungerea dielectrică a materialelor electroizolante

Despre fenomenele ce se produc la străpungerea electrică există un număr foarte mare de cercetări separate, care sînt adaptate, în general la cerințe tehnice speciale, fiind din această cauză, în majoritatea lor, puțin indicate pentru a demonstra respectarea anumitor legi. La cercetările efectuate, preponderentă este importanța tehnică, din care cauză, în majoritatea cazurilor, s-a neglijat cercetarea bazelor fizice. La aceste cercetări interesa numai problema determinării tensiunii electrice pe care o suportă un material electroizolant fără să fie străpunsă, fiind perfect indiferent dacă fenomenele fizice ce stau la baza acesteia sînt simple sau complicate.

In cercetările privind fenomenele de străpungere la materialele electroizolante solide, supuse unor cîmpuri electrice, distingem astăzi două feluri de străpungeri. Meritul de a fi indicat primii faptul că intensitatea cîmpului electric necesar străpungerii depinde de durata solicitării și de temperatură, revine cercetătorilor Inge, Semenoff și Walther [3] Cele două feluri de străpungere sînt străpungerea termică și cea electrică. Străpungerea termică a fost analizată îndeosebi de K. W. Wagner [4], [5]. După K. W. Wagner străpungerea termică se datorează unei stări labile a echilibrului termoelectric. Dacă materialul electroizolant este solicitat cu o tensiune mult inferioară celei de străpungere, cantitatea de căldură produsă este eliminată fără o ridicare de temperatură. La creșterea tensiunii cantitatea de căldură produsă crește cu pătratul tensiunii, atingîndu-se o situație în care căldura produsă depășește cantitatea eliminată, locul respectiv din materialul izolant încălzindu-se atît de mult, încît se produce străpungerea lui. Conform teoriei lui K. W. Wagner, concentrația de sarcini electrice existentă în materialul electroizolant la temperatura de încercare este suficientă pentru a produce încălzirea acestuia prin curentul creat la aplicarea cîmpului. Prin această încălzire se produce, datorită excitației termice, o nouă creștere a concentrației de sarcini. Aceasta are ca urmare o mărire a conductibilității, care produce o nouă creștere a curentului. Fenomenul acesta se amplifică, pînă ce în stadiul final se formează o străpungere cu un canal caracteristic de străpungere.

Al doilea tip de străpungere este străpungerea electrică, care a fost cercetată, îndeosebi de Franz [6], v. Hippel [7], Zener [8] Fröhlich [9], Callen [10] și Seitz.

Conform teoriei lui Wagner ar trebui să fie posibil a elimina străpungerea termică prin utilizarea unor temperaturi scăzute. In acest caz străpungerea termică nu se poate produce deoarece la temperaturi joase conductibilitatea electrică nu este suficientă pentru ca producerea de căldură prin curentul electric să devie eficace. S-a demonstrat însă că există materiale la care intensitatea cîmpului la străpungere depinde numai într-o măsură redusă de temperatură, sau crește chiar cu ridicarea temperaturii. In aceste cazuri străpungerea este de natură electrică.

Cunoștințele noastre asupra fenomenului de străpungere au progresat atît de mult, încît putem considera ca învechite explicațiile inițiale ale fenomenului de străpungere. Conform teoriei mecanice, străpungerea s-ar datora, de exemplu la cristale, unei ruperi a structurii cristaline. Intensitatea cîmpului care face posibil acest fenomen, trebuie să fie de ordinul de mărime al forțelor de legătură din rețeaua cristalină. Deoarece acestea au valoarea de cîțiva volți pe distanța dintre atomi, intensitatea cîmpului trebuie să atingă valori de circa 10^8 V/cm. Valorile real constatate au fost de circa 10^6 V/cm. Rogowski explică această diferență prin defecte în structura cristalină. Conform acestei teorii ionii ar parcurge crăpături în interiorul cristalului și ar atinge astfel o energie suficient de mare pentru a elibera alți ioni din rețeaua cristalină [12]. Dacă această ipoteză ar fi reală, valorile cîmpului la străpungerea aceluiași material nu ar fi reproductibile. Rezultatele experimentale infirmă însă univoc această teorie.

Joffe a explicat fenomenele ce apar la străpungere cu ajutorul teoriei ionizării prin șoc [13]. In acest caz se face ipoteza că ionii liberi care există permanent într-un izolator, sînt accelerați de o intensitate suficient de mare a cîmpului în așa măsură încît eliberează alți ioni din rețea, producînd în acest fel o avalanșă de ioni ce duce la străpungere. Acest proces este cunoscut de la străpungerea gazelor : el nu poate fi aplicat direct la fenomenele din materiale solide. Conform teoriei ionizării prin șoc cîmpul la străpungere ar trebui să aibe, ca la teoria mecanică, o valoare de circa 10^8 V/cm. Această valoare rezultă din raționamentul că energia necesară ionizării este de cîțiva

volți, iar drumul liber al ionilor are ordinul de mărime de 10^{-8} cm.

Debye pornește de la raționamente cu totul diferite. El le utilizează pentru explicarea pierderilor dielectrice și variației constantei dielectrice în funcție de temperatură și frecvență. Debye stabilește ipoteza că există molecule care au un moment electric propriu permanent, în opoziție cu moleculele la care momentul electric este produs numai prin aplicarea unui cîmp electric. Aceste din urmă molecule se numesc polare. Conform ipotezei lui Debye, aceste molecule sînt distribuite complet neordonat, astfel că existența lor nu se poate constata dacă nu se aplică un cîmp exterior. La apariția unui cîmp moleculele se orientează în direcția acestuia. Prin aceasta se produce o polarizare suplimentară, care se manifestă printr-o creștere a constantei dielectrice a dielectricului. Debye a efectuat și o determinare a valorii pierderilor care rezultă din mișcarea moleculelor polare (dipolare). Ipotezele lui Debye din care se pot extrage unele relații valoroase asupra fenomenelor, au fost parțial confirmate și parțial infirmate de experiențe. O concluzie definitivă nu poate fi încă trasă. Pentru a obține o clarificare definitivă mai trebuie executate multe încercări în condiții perfect determinate, pentru a elimina cît mai complet influențe secundare dăunătoare.

Din nepotrivirea primelor două teorii, s-a tras concluzia că particulele care produc străpungerea nu sînt ioni, ci electroni. Dacă se pleacă de la această ipoteză și se ia în considerare că mobilitatea electronilor în rețea este mult mai mare decît cea a ionilor, avînd un drum liber de o sută de ori mai lung decît cel al ionilor, rezultă valori ale cîmpului la străpungere de circa 10^6 V/cm. Această indicație a fost dată întîi de v. Hippel. El a atribuit străpungerea unei ionizări prin șoc, produsă de electroni. Nici procesul de străpungere bazat pe această explicație nu este clarificat cu certitudine. Printr-o experiență executată de v. Hippel s-a demonstrat însă că la străpungere apar electroni liberi [15].

In prezent, părerile înclină din ce în ce mai mult spre ipoteza că fenomenul de străpungere se datorează electronilor.

La explicațiile privind teoria străpungerii din cauza ionizării prin șoc produs de electroni nu s-a precizat de unde provin electronii primari care cauzează declanșarea fenomenului, analizîndu-se numai condițiile care fac posibilă creșterea energiei electronilor la valori suficient de mari pentru eliberarea altor electroni. Apariția de electroni în zona de conductibilitate ar putea fi explicată numai prin viteze de electroni mult superioare celei ce corespunde vitezei electronilor în cazul echilibrului termic cu rețeaua. Intr-o lucrare mai recentă. Fröhlich a indicat posibilitatea că prin interacțiunea dintre electroni într-un cîmp suficient de intens se poate dezvolta o temperatură a electronilor care depășește temperatura rețelei [16].

Zener a dat o explicație care diferă de teoria de ionizare prin șocul electronilor [8]. La baza concepției sale au stat următoarele raționamente. Pentru eliberarea unui electron legat, este necesară o energie de cîțiva volți. Această energie nu trebuie comunicată neapărat printr-o ionizare prin șoc, ci poate fi transmisă direct de cîmp electronului. Deplasarea electronului în cîmp necesară acestei transmiteri este de circa 10^{-6} cm și poate fi explicată prin efectul de „tunel" al mecanicii ondulatorii.

Acest efect apare la cîmpuri de ordinul de mărime de 10^6 V/cm și face ca o mică fracțiune de electroni să se deplaseze cu cîteva sute de distanțe atomice de legătură, în care partea principală a undei electronice este reținută datorită reflecției totale, pătrunzînd în zona în care electronii se deplasează liber. Prin aceasta se crează într-un timp extrem de scurt, circa 10^{-12} s, un număr de electroni de conductibilitate care produc străpungerea electrică. Numele de „teorie de emisiune a cîmpului" a fost ales din cauză că întregul fenomen constă dintr-o emisiune de cîmp din zona legată în zona liberă. Trebuie observat că în acest caz este vorba de o emisiune de cîmp interioară.

Böning pornește de la alte ipoteze [17]. După părerea sa toate materialele electroizolante, independent de constituția lor chimică moleculară, trebuie să aibe ceva comun. Teoria susținută de el utilizează rezultatele cercetărilor asupra coloizilor. Pornind de la caracterul de diafragmă a materialelor izolante, ceea ce a fost demonstrat prin încercările electroosmotice, fenomenele ce se petrec la străpungere pot fi explicate prin existența ionilor alunecători și aderenți. Din cercetările experimentale ale lui Böning pot fi explicate diferite particularități ale comportării materialelor electroizolante sub acțiunea solicitărilor electrice. Fenomenul că un material electroizolant rezistă, de exemplu în cazul solicitării de scurtă durată, la o tensiune de străpungere mai mare se explică prin identificarea fenomenului de străpungere cu ruperea ionilor aderenți, atunci cînd forțele cîmpului electric depășesc pe cele de adsorbție. Prin teoria de diafragmă se dă pe cît se pare o soluție satisfăcătoare și problemelor: dece tensiunea de străpungere nu este proporțională cu grosimea stratului izolant și dece tensiunea de străpungere este esențial mai scăzută la curent alternativ față de cea la curent continuu. Această teorie se ocupă și cu ansamblul de probleme privind dependența tensiunii de străpungere de valoarea conductibilității și a pierderilor dielectrice din materialul electroizolant.

Efectele străpungerii termice şi electrice menţionate iniţial se deosebesc esenţial, ca de exemplu prin dependenţa de temperatură, constanta de timp şi aspectul canalului de străpungere. In timp ce teoria străpungerii termice se caracterizează printr-o bună închegare, părerile exprimate pînă în prezent în privinţa străpungerii electrice nu sînt suficient de închegate pentru a putea afirma ceva definitiv în această privinţă. In ambele teorii nu este clarificată problema evoluţiei străpungerii în ambele cazuri. In acest scop s-au executat cercetări amănunţite de către Boer, Kümmel şi Rompe [18], [19], [20].

S-a încercat a se găsi—în condiţii determinate de temperatură şi compoziţie constantă a materialului — tranziţia dintre ambele forme. Incercările au fost efectuate asupra unor monocristale de CdS fotoconductor. In acest caz este posibil a influenţa concentraţia de sarcini primare disponibile prin iluminare de intensitate variabilă. Din aceste cercetări a rezultat că străpungerea termică apărea numai în domeniul concentraţiilor ridicate de electroni, străpungerea, care depinde de temperatura de încercare, deplasîndu-se la reducerea concentraţiei de purtători de sarcini înspre intensităţile mai mari de cîmp. Dacă însă concentraţia de sarcini electrice scade sub un anumit prag, nu se mai poate constata o modificare a intensităţii de cîmp la străpungere. In acest domeniu începe domeniul străpungerii electrice. Autorii separă străpungerea electrică în două procese, cel de excitare şi cel de distrugere. Esenţialul ce poate fi extras din aceste încercări este faptul că s-a reuşit să se demonstreze că prin aplicarea de cîmpuri intense este cu siguranţă posibil a excita electronii legaţi de reţea.

Cercetările nu sînt încă încheiate, ele arată însă calea ce trebuie urmată pentru a lămuri mai departe problemele încă nerezolvate. In prezent, situaţia este de aşa natură că nu se poate decide care din concepţii este cea corectă. Pentru a ajunge la un rezultat este necesar a se efectua măsurători ireproşabile, eliminînd toate influenţele perturbatoare, ceea ce pînă în prezent nu s-a putut realiza în mod perfect. Este probabil că la o serie întreagă de materiale străpungerea se datoreşte emisiunii interioare de cîmp. La toate materialele se produce o reducere a rigidităţii dielectrice la creşterea temperaturii. Pentru acest fenomen pînă în prezent nu există decît cîteva încercări de explicaţie de natură calitativă, această comportare în sine contravenind tuturor teoriilor.

Astăzi în electrotehnică se utilizează, în special, materiale electroizolante organice. Acestea nu se află într-un echilibru stabil, producîndu-se în permanenţă procese de oxidare, polimerizare şi descompunere care pot avea o durată de ani de zile. Aceste procese sînt accelerate foarte mult de temperaturi ridicate. Posibilitatea cercetării amănunţite în laborator a acestor procese de îmbătrînire sînt desigur foarte interesante. Rezultatul va fi o determinare sigură dinainte a duratei de utilizare a materialelor electroizolante la temperaturile cărora sînt expuse în timpul funcţionării. Se admite că un material electroizolant, care la o temperatură determinată are o durată de utilizare cunoscută, la ridicarea temperaturii de funcţionare cu 10 . . . 12°C îşi reduce durata de funcţionare la jumătate.

In ultimul timp s-au executat de către Ehlers cercetări amănunţite asupra stabilităţii la căldură a materialelor electroizolante [22]. La aceste încercări s-a utilizat un procedeu diferit de cel uzual, la care se determina timpul de menţinere la o anumită temperatură după care materialul izolant mai poate fi utilizat, determinîndu-se temperatura la care un material electroizolant mai este utilizabil după o anumită durată determinată de solicitare. Sau cu alte cuvinte s-a pus întrebarea asupra temperaturii limită pe care corpul izolant o poate suporta permanent. Această solicitare de durată nu este de cîteva sute de ore ci trebuie înţeleasă ca o solicitare la temperatura maximă pe timp de cîţiva ani. Metoda de încercare aplicată de autor ia în considerare efectele primare ale îmbătrînirii prin determinarea variaţiei de greutate la materialele izolante îmbătrînite. Este cunoscut că variaţiile de greutate care apar în anumite condiţii de temperatură sînt un indiciu asupra transformărilor chimice ce s-au produs. Aceste transformări chimice se vor manifesta şi în modificarea caracteristicilor mecanice şi dielectrice. Incercarea principală a fost executată asupra 80 de materiale dielectrice diferite pe o durată de 90 zile, executîndu-se măsurători după 3, 30, 60 şi 90 zile. Şi din aceste măsurători rezultă că durata de utilizare se înjumătăţeşte dacă materialele sînt utilizate la temperaturi care depăşesc în medie cu 10 . . . 12°C, temperatura normală de utilizare. Din temperaturile admisibile pentru încălzire în timp de 3—90 zile, se poate determina temperatura critică de descompunere la solicitare în timp îndelungat. Rezultă în general că, abstracţie făcînd de siliconi şi carburile de fluor nu prea există materiale organice a căror temperatură critică de descompunere să fie peste 120°C.

In tehnica tensiunilor înalte se admite, în general, că o reducere a rigidităţii dielectrice se produce prin influenţa descărcărilor exterioare sau a fenomenelor de descărcare luminiscente. Descărcările luminiscente pot fi provocate şi de incluziuni de aer în interiorul materialului izolant. O explicaţie pentru aceasta este următoarea: prin descărcare, materialul este atacat chimic ceea ce are ca urmare o scădere a rigidităţii dielectrice. Independent de aceasta apar distrugeri microscopice locale care în ultimă instanţă conduc la străpungere.

Totuşi străpungerea propriu-zisă este declanşată de influenţele locale, independent de modificarea progresivă a pierderilor dielectrice şi a modificărilor chimice. După Thomas străpungerea apare la un moment care nu depinde de modificările microscopice ce se produc [21]. In general, se constată o bună coincidenţă între durata de viaţă a izolaţiei şi tensiunea la care încep descărcările luminiscente. Este important a atrage atenţia asupra defectărilor de izolaţie produse prin crearea de căi superficiale conductibile. Crearea căilor conductoare pe suprafaţa materialelor electroizolante solide se datoreşte influenţei simultane a componetei tangenţiale a cîmpului electric şi a influenţelor exterioare care produc o scădere a rezistenţei electrice.

In prezent, se încearcă a se stabili diferite metode pentru compararea rezistenţei diferitelor materiale electroizolante împotriva formării de căi conducătoare pe suprafaţă. Procedeele pot fi împărţite în două grupe, una la care accelerarea distrugerii la suprafaţă se produce prin descărcări sau arcuri electrice, iar a doua utilizează acoperirea suprafeţelor cu un strat de apă, respectiv o soluţie apoasă de săruri, aplicînd concomitent un cîmp electric tangenţial. Pînă în prezent nici una din aceste metode de încercare nu a dat rezultate complet satisfăcătoare.

După acest rezumat al cunoştinţelor teoretice actuale în privinţa fenomenelor de străpungere, în cele ce urmează vor fi analizate critic cîteva materiale izolante utilizate în construcţia aparatelor de înaltă tensiune.

II. Materiale electroizolante solide

Materialele electroizolante solide se utilizează în toate cazurile unde părţile sub tensiune trebuie fixate mecanic. In acest scop se vor utiliza materiale solide cu toate că ele nu prezintă unele avantaje ale materialelor lichide sau gazoase. Aceste avantaje constau, în special, în restabilirea izolaţiei după străpungere. Inafară de aceasta, materialele lichide şi gazoase constituie şi un mediu de răcire şi prezintă în majoritatea cazurilor pierderi dielectrice mult mai reduse.

1. *Materiale ceramice.* Materialele ceramice se utilizează de timp îndelungat, în electrotehnică şi s-au comportat foarte bine în domeniul în care pot fi utilizate. Dezvoltarea încă nu este terminată, în această materie făcîndu-se în permanenţă încercări pentru a extinde aplicabilitatea.

Porţelanul utilizat în electrotehnică se compune principial din: 50% caolin, 25% cuarţ, 25% feldspat. Inafară de porţelan domeniul materialelor electroizolante ceramice mai cuprinde steatitul, pietrele sticlele, sticla de cuarţ. Calităţile caracteristice sînt: rezistenţa la intemperii, rezistenţa mecanică mare la temperaturi ridicate pînă la circa 1400°C, stabilitate la influenţa umidităţii, calităţi mecanice bune la utilizare, trebuind luate însă în consideraţie o oarecare fragilitate şi sensibilitate la şocuri. Porţelanul este de asemenea rezistent faţă de acţiuni chimice şi permite o adaptare uşoară la forma dorită, ca de exemplu la izolatori de trecere de înaltă tensiune, corpuri de porţelan pentru transformatori de curent cu gaură transversală. Calităţile dielectrice sînt foarte bune la frecvenţe joase şi tensiuni mari. La frecvenţe ridicate calităţile izo'ante ale porţelanului scad foarte mult. In acest domeniu se utilizează materialele ceramice speciale. La utilizarea porţelanului trebuie observat că rigiditatea dielectrică scade foarte mult la temperaturi de peste 100°C. Unghiul de pierdere şi constanta dielectrică cresc rapid cu temperatura. In consecinţă, în anumite circumstanţe se produce rapid o străpungere termică. Un domeniu interesant este şi cel al ceramicii pentru temperaturi ridicate. De obicei, masele ceramice destinate funcţionării la temperaturi ridicate sînt poroase, deoarece se produc dintr-un amestec de steatită şi argilă. In ultimul timp s-a căutat realizarea cordieritei ($5\,SiO_2\ 2Al_2O_3\ 2MgO$), un mineral cu coeficient de dilataţie foarte mic. Dar şi acest material devine poros şi prin aceasta higroscopic. Din această cauză se depun eforturi pentru găsirea unor produse compacte. Se crede că prin adăugarea de carbonat de litiu se poate obţine un produs cu coeficient de dilataţie negativ. Această dezvoltare este abia la început şi viitorul poate să aducă în acest domeniu îmbunătăţiri esenţiale.

2. *Hîrtie şi hîrtie tare.* Nu se poate concepe eliminarea hîrtiei ca material izolant din construcţia aparatelor de înaltă tensiune. De obicei ea nu este utilizată singură, ci impregnată, astfel ca spaţiile de aer dintre fibre să fie umplute, de exemplu, cu materiale solide în cazul hîrtiei tari sau cu materiale lichide în celelalte cazuri. Din cauza proprietăţilor higroscopice nu este indicat a se utiliza hîrtia neimpregnată. Hîrtia impregnată în ulei mineral este una din izolaţiile cele mai utilizate în tehnica tensiunilor înalte, ea dînd siguranţa maximă. Tensiunea de străpungere şi rezistenţa la tensiuni de impuls este extraordinar de ridicată, fiind chiar la grosimi mari de circa 400 kV_{eff}/cm pentru curent alternativ de 50 Hz şi de circa 850 kV/cm pentru tensiuni de impuls cu forma de undă 1/50. Temperatura limită este de circa 100°C. La utilizarea hîrtiei trebuie avut în vedere că hîrtia izolantă care nu a fost îngrijit uscată, înainte de procesul de impregnare, nu cedează umiditatea pe care o conţine în timpul fierberii în vid, astfel încît asemenea izolaţii greşit tratate sînt de multe ori cauza străpungerilor din aparate.

Materialul denumit izocel are o absorbție mult mai redusă de umiditate decît hîrtia izolantă obișnuită. Izocelul este o hîrtie a cărei celuloză este intens aglomerată cu acid acetic. Prin absorbția mai redusă de umiditate, izocelul are pierderi dielectrice esențial mai reduse decît acelea ale hîrtiei obișnuite. Rigiditatea sa dielectrică este însă ceva mai scăzută.

Pierderile dielectrice produc la hîrtie ca și la celelalte materiale electroizolante o încălzire redusă dacă este privită izolat, dar a cărei efect este foarte important pentru dielectric. Pierderile dielectrice cresc cu temperatura și din această cauză încălzirea este cu atît mai mare cu cît nivelul de temperatură este mai ridicat. Dacă evacuarea căldurii este prea slabă temperatura crește, din cauzele arătate, pînă la carbonizarea materialului, ceea ce are ca urmare străpungerea lui. Acest fenomen apare la o anumită tensiune limită, denumită tensiune de instabilitate termică. Dacă se cunoaște calitatea materialului electroizolant, tensiunea de instabilitate este de asemenea constantă.

Berger a demonstrat cu exactitate că în cazul cînd pierderile dielectrice variază cu pătratul tensiunii, orice mărire a grosimii stratului este compensată de o evacuare mai grea a căldurii. Aceasta are ca urmare faptul că valoarea tensiunii de străpungere la solicitări de durată nu poate fi mărită prin utilizarea unui material mai gros [23]. Este evident că tensiunea de instabilitate depinde de mărimea pierderilor dielectrice și în consecință de tg δ corespunzător temperaturii inițiale. Determinantă este însă creșterea unghiului de pierderi cu temperatura. In acest sens coeficientul de temperatură σ are un rol important la alegerea materialului. Coeficientul de temperatură σ este chiar factorul determinant pentru această alegere, deoarece intervine ca factor caracteristic al materialului în formula de determinare a unghiului de pierderi dielectrice în funcție de creșterea de temperatură:

$$\operatorname{tg} \delta_{\Delta\vartheta} = \operatorname{tg} \delta_0 e^{\sigma \Delta\vartheta}.$$

Dacă avem două plăci 1 și 2, avînd un unghi de pierderi tg $\delta_1 = 0{,}003$ și tg $\delta_2 = 0{,}007$ și un coeficient de temperatură, $\sigma_1 = 0{,}02$ și $\sigma_2 = 0{,}005$ tensiunea de instabilitate a plăcii 1 este de circa 900 kV, iar aceea a plăcii 2 care din punct de vedere dielectric este mai proastă, dar are calități termice esențial ameliorate, este de 1 170 kV. La utilizarea hîrtiei și uleiului în aparatele de înaltă tensiune, materiile prime trebuie astfel alese ca unghiul de pierderi și coeficientul de temperatură să rezulte optime. Calitatea unei construcții nu poate fi însă apreciată numai pe baza unghiului de pierderi și a coeficientului de temperatură, deoarece calitățile aparatelor sînt influențate înafara de caracteristicile materialelor în mod esențial de măsuri constructive.

Pînă acum am menționat ca material de impregnare numai uleiul. In rezervoare de presiune corespunzătoare, pot fi utilizate desigur și aerul comprimat, azotul, sau lichide izolante sub presiune. Incercările au arătat că tensiunea de străpungere a hîrtiei în gaz sub presiune de 1 at crește la valoarea dublă, la 10 at crește de 2,5 ori, iar la 15 at la triplul valorii inițiale. Dacă avem, de exemplu, o izolație la care la 30 kV și presiune atmosferică, apar descărcări luminescente, acestea sînt complet eliminate la ridicarea presiunii la 3 at deoarece tensiunea de apariție a descărcărilor cu licăriri crește de asemenea cu mărirea presiunii.

Alte materiale electroizolante speciale sînt: Samica și Thermalastic. Pentru producerea materialului Samica sau hîrtie de mică, se utilizează mică preparată după procedeul chimistului francez Barbet, care prelucrată în mașini de fabricat hîrtie dă un produs asemănător hîrtiei. Barbet a constatat că anumite sorturi de mică dau, după un anumit tratament chimic și termic, o hîrtie izolantă și nu o pulbere așa cum a intenționat. Ca materie primă pentru fabricația industrială se utilizează astăzi deșeuri de mică. In privința procedeului de fabricație, indicații mai detaliate au fost date de Senarclens [24]. Prin adăugare de rășini melaminice, foaia de mică devine insensibilă față de apă și corespunde aproximativ hîrtiei încleiate. In prezent, se pot fabrica foi în grosimi de la cîteva sutimi la cîteva zecimi de mm. Hîrtia aceasta este utilizată pentru fabricarea produselor de mică.

Unul din aceste produse este samicanitul care se fabrică prin suprapunerea foilor lăcuite și presarea lor în mod asemănător fabricației hîrtiei tari. Acest material electroizolant rezistă la temperaturi pînă la 250°C. Dacă luăm în considerare construcția de mașini, toate problemele de izolație apar la izolația din crestături. Izolația de acest fel trebuie să aibă o rezistență mare din punct de vedere mecanic, termic și dielectric. Inafară de aceasta, se mai cere ca ea să fie omogenă, să respecte dimensiunile cerute și pe cît posibil să posede un coeficient de transmisie termică bun. Influența izolației devine deosebit de remarcabilă la mașinile mari pentru tensiuni ridicate. La un generator cu tensiunea de 10 kV aproximativ 55% din volumul crestăturilor este necesar izolației. Dacă se dispune de un material electroizolant la care grosimea izolației poate fi redusă cu 1 mm aceasta reprezintă în ultimă instanță o mărire a puterii cu 20%. Procedeele de pînă acum pentru izolarea barelor unei mașini electrice constau din două variante: una constă din înfășurare cu micafoliu, iar cealaltă din înfășurarea continuă cu benzi. In primul caz, partea rectilinie a barelor este înfășurată cu micafoliu, iar părțile îndoite și

capetele bobinelor cu benzi de mică. Acest fel de izolare nu este perfect deoarece la trecerea din porțiunea liniară la partea îndoită apar dificultăți de izolație. La procedeul al doilea, toată lungimea bobinelor este înfășurată cu benzi de mică pe jumătate suprapuse. Grosimea stratului de izolație este determinată de tensiunea de funcționare. Bobinele izolate în acest fel sînt degazate în vid și impregnate cu compound de asfalt. Avantajul acestui procedeu constă în faptul că se obține o izolație perfect omogenă fără incluziuni de aer. Ca liant pentru benzile de mică se utilizează un lac pe bază de asfalt.

Materialul electroizolant nou denumit termalastic oferă avantaje esențiale față de benzile de mică utilizate pînă în prezent. Lacurile utilizate pentru lipirea micei și impregnare sînt poliesteri dizolvați în stirol, stirolul formînd componenta de bază. Mica este lipită între două straturi de țesătură de sticlă. Acest tip de izolație are avantajul că nu este termoplastic ca izolațiile de pînă acum, ci rigid, dar elastic la temperaturile de funcționare.

Izolația prin termalastic se deosebește mult de procedeele anterioare, elasticitatea este esențial mai ridicată ceea ce are ca urmare că deformațiile produse după încălziri și răciri ciclice sînt extraordinar de mici. După 300 de cicli ele au ordinul de mărime de 0,5 mm. Dilatația termică este de 4 ori mai mică ca aceea a izolației cu asfalt. Durata de utilizare la o anumită solicitare electrică este esențial mărită. Datorită rigidității dielectrice mai mari grosimea izolației poate fi redusă cu 10% față de aceea a izolației din mică și asfalt. Procedeul tehnologic de preparare este de asemenea mult mai simplu, fiind necesară numai o singură impregnare în vid și apoi în azot perfect uscat. In timpul bobinării propriu-zise, numai este necesară o lăcuire și la o execuție bună a impregnării în vid este posibil a evita complet golurile din izolație.

La construcția aparatelor de înaltă tensiune se utilizează în aceeași măsură hîrtie tare în formă de plăci, tuburi și inele.

Hîrtiile tari sînt produse din hîrtie izolantă împreună cu lac izolant. Datorită acestui procedeu ele posedă o structură stratificată și rigiditatea dielectrică depinde în mare măsură de direcția solicitării. In timp ce în direcție perpendiculară pe straturi, rigiditatea dielectrică în curent alternativ de 50 Hz este de 220 kV/cm, această valoare scade în direcția straturilor la circa 30 kV/cm. La părțile intens solicitate electric, confecționate din hîrtie tare, trebuie dată deci o atenție deosebită direcției de așezare a stratificației. Hîrtia tare posedă o serie de calități foarte importante, care justifică utilizarea frecventă a ei. Ea posedă, de exemplu, o stabilitate termică bună, deoarece temperatura critică de descompunere la solicitare de lungă durată este de circa 110°C. Este de asemenea rezistentă față de ulei și se poate prelucra bine cu scule aşchietoare. La tăierea hîrtiilor tari cu ajutorul fierăstrăului circular, viteza de tăiere nu trebuie să fie însă prea mare, deoarece în caz contrar apar supraîncălziri locale ce au ca urmare o carbonizare a materialului. Acestea sînt apoi cauza formării căilor conductoare de suprafață ce se crează în timpul funcționării, și rămîn de multe ori inexplicabile.

Hîrtia tare, bine impregnată, oferă o protecție suficientă împotriva umidității pentru a putea fi utilizată ca izolator de trecere, cuve pentru transformatorii de tensiune și de încercare etc., fără utilizarea de carcase de porțelan, în încăperi cu umiditate relativă de pînă la 60%.

In ultimii 20 ani pentru izolarea sîrmelor și cablelor s-a utilizat aproape exclusiv cauciucul natural. Astăzi se utilizează în mare parte cauciuc sintetic sau materiale termoplastice. In categoria materialelor termoplastice sînt incluse policlorvinilul (PVC) amestecat cu emolienți corespunzători, polietilenul, siliconii, teflonul și altele. Aceste materiale electroizolante pe bază organică se utilizează ca izolație într-unul sau mai multe straturi.

Cauciucul natural a fost înlocuit deoarece prezintă dezavantaje esențiale. Primul este alterarea sa la aer ceea ce duce la formarea de crăpături, al doilea este sensibilitatea lui față de influența uleiului și altor solvenți. La policlorvinil este importantă realizarea unei purități mari a materialului. La începuturile aplicării sale s-a observat că unele conducte izolate cu policlorvinil au fost distruse parțial în timp, de cîteva luni sub acțiunea tensiunilor continue.

Această distrugere a fost provocată de un proces electrolitic format între două conducte alăturate. Cercetări amănunțite au stabilit că în general cauza acestor distrugeri a fost restul de electrolit și emulgator conținut în praful PVC. Dacă însă conductele sînt izolate cu PVC de puritate mare, siguranța de funcționare este garantată și la solicitări de curent continuu.

Dezvoltarea polietilenului este încă în plină creștere în R.D.G. Acest material este foarte indicat pentru acoperirea cablurilor deoarece inpenetrabilitatea sa pentru umiditate are o importanță preponderentă. Sensibilitatea observată la acest material față de influența simultană a luminii, umidității și variațiilor de temperatură care duce la apariția de crăpături mici s-a putut înlătura prin mărirea greutății moleculare și adăugarea unor stabilizatori speciali.

Tendința de dezvoltare în construcția mașinilor electrice se îndreaptă către o mărire permanentă a temperaturii de funcționare. Aceasta este de asemenea un motiv pentru crearea de către producători a unor materiale electroizolante noi care satisfac aceste cerințe. In ultimii

ani au devenit deosebit de cunoscuți siliconii. Compoziția lor chimică conține pe lîngă carbon și hidrogen și atomi de siliciu. Siliconii sînt remarcabili în special printr-o rezistență mărită față de temperaturi ridicate. Numele de siliconi este de fapt o noțiune generală pentru o serie întreagă de materiale diferite ca: oțeluri siliconice, grăsimi siliconice, cauciuc siliconic, rășini și lacuri siliconice etc. In electrotehnică sînt importante rășinile și lacurile pe bază de siliconi [25]. Rășinile pe bază de siliconi tind să se afirme acum în utilizările electrotehnice. In prezent funcționează un număr destul de mare de motoare izolate cu siliconi dînd rezultate bune. Rășina siliconică se aplică pe țesături de sticlă sau mătase de sticlă, cu care se izolează apoi conductorii. S-a reușit de asemenea aplicarea rășinii de siliconi direct pe cupru fără suport intermediar. Temperatura de durată admisibilă pentru siliconi este de circa 180°C. Rezistența sa la umiditate este de asemenea excelentă [26], [27], [28].

Cauciucul siliconic este de asemenea utilizat pe scară crescîndă în electrotehnică. Cauciucul siliconic își păstrează calitățile practic invariabil între —90° și +250°C. Calitățile electrice în acest domeniu de temperaturi sînt aproape constante. Unghiul de pierderi variază între 0,001 și 0,002, constanta dielectrică ε este de circa 3, rezistența de suprafață circa 10^{12} ohmi, iar rigiditatea dielectrică este în medie de circa 325 kV/cm. In prezent se produc paste din cauciuc siliconic care se aplică prin pulverizare pe conductori și este apoi vulcanizată. Secțiunea printr-o bobină confecționată în acest fel are aspectul unui bandaj de cauciuc masiv în care sînt înglobate sîrmele. Acest tip de izolație se întrebuințează la bobinajele de excitație ale motoarelor mai mari și la bobinajele transformatorilor uscați. In aceste cazuri, buna conductibilitate termică a cauciucului siliconic dă rezultate bune în exploatare. Pasta de cauciuc siliconic aplicată pe o bandă de țesătură de sticlă și fixată de aceasta prin ardere este foarte indicată pentru înfășurarea sîrmelor și bobinelor.

O altă direcție de dezvoltare se ocupă cu polimerii tetrafluoretilenului care în R.D.G. este cunoscut sub numele „Teflon". Teflonul este caracterizat prin calitățile sale excelente din care observăm rezistența la acțiuni chimice, factorul de pierderi extrem de redus și rigiditatea dielectrică ridicată. La aceasta trebuie adăugat că teflonul este indicat pentru o utilizare la temperaturi de pînă la 300°C.

Un material electroizolant asemănător este Kol-F-ul care din punct de vedere chimic este un tetraclorofluoretilen. Și acest material electroizolant posedă calități electrice bune și o rezistență mare la temperaturi ridicate. Se poate obține ca material pentru presare.

Un material electroizolant puțin cunoscut pînă în prezent este mylar-ul, care este un film de poliester [29]. Mylarul posedă calități dielectrice bune, rezistență mecanică ridicată și este rezistent la îmbătrînire pînă la temperaturi de circa 150°C. Mylarul posedă un ε de 3,2, tg δ = 0,003 și rezistă la o tensiune de străpungere de 1 800 V/0,1 mm. Măsurători exacte au arătat că pierderile lui dielectrice nu depind în modul cunoscut de frecvență și temperatură. In acest sens mai sînt necesare însă cercetări amănunțite.

Un nou tip de cauciuc sintetic este polibutadienul. El este polimerizat în emulsie, iar pulberea polimeră produsă se usucă fără acces de aer. După aceea se presează la 220°C cu o presiune de circa 30 kg/cm². Intărirea se produce în timp de 12—16 ore la o temperatură de circa 260°C. Polibutadienul preparat în acest fel se utilizează de preferință ca liant pentru materialele stratificate și presate. Cu acest material s-a produs un nou izolant electric ce rezistă la temperaturi permanente de 200°C. Polibutadienul poate reprezenta un pericol pentru siliconi, deoarece la aceeași stabilitate față de influența umidității posedă o forță de adeziune mai bună. Utilizarea sa este limitată de faptul că este combustibil și procesul de fabricație este relativ complicat.

Un nou tip de izolație introdus de acum în practică sînt rășinile de joasă presiune [30], [31], [32], [33]. Aceste materii prime se află la început în stare lichidă trecînd apoi în stare solidă și rămînînd în această stare. In timp ce rășinile fenolice sau de bachelită elimină materii volatile la durcizare, această eliminare nu se produce la polimerizarea rășinilor de joasă presiune, astfel că este posibilă producerea de piese turnate fără goluri. Durcizarea se produce fără aplicarea unei presiuni. Utilizarea în practică a prezentat dificultăți la început din cauza mărimii coeficientului de dilatație care este de trei ori mai mare decît cel al metalelor, ceea ce în funcționarea la încălziri variabile duce la formarea de crăpături. Acest dezavantaj a fost înlăturat prin adaosuri de materiale ca de exemplu făină de gresie și nisip de cuarț. Prin aceste adaosuri s-a obținut și o îmbunătățire a calităților. Conductibilitatea termică a crescut de 3 ori față de aceea a rășinii pure, coeficientul de dilatație termică este asemănător celui al metalelor. Rășinile de joasă presiune fabricate de fabrica Ciba din Basel, sînt denumite araldite. In raport cu hîrtia tare araldițul posedă o conductibilitate termică mai bună, o rezistență mărită față de descărcările superficiale și pierderi dielectrice mai mici. Inafară de aceasta, combustibilitatea este mult mai redusă în special datorită materialului anorganic de umplere. Datorită lipsei de porozități și densității materialului, el posedă o rigiditate dielectrică foarte mare.

Tabela 1

Datele electrice ale unor materiale electroizolante

	Unitate de măsură	Rășină pură	Rășină turnată cu adaos de cuarț	Hîrtie tare	Porțelan
Coeficient de dilatație	10^{-4} cm/°C	60—65	25—30	25—30	3,5—4,5
Conductibilitate termică	calorii 10^{-4}/cmC	5	14—20	6	3,75
Valoarea de saturație	%	0,8	0,5—0,7	2—5	0
Constanta dielectrică	—	3,7	5,9	4	6
Factorul de pierderi dielectrice	%	0,7	1	2—4	1,7—2,5
Rigiditatea dielectrică	kV/cm	≈350	≈300	≈300	≈350

Trebuie dată atenție însă faptului că trebuie evitate descărcări la suprafață deoarece rășinile turnate sînt destul de sensibile față de solicitări de acest fel. La construcția transformatorilor de curent pentru tensiuni de funcționare de 10 kV la o tensiune de încercare de 42 kV se utilizează grosimi de 3 mm iar pentru 50 kV cu tensiuni de încercare de 130kV straturi de 20 mm grosime. Transformatorii de curent și de tensiune cu izolație din rășini turnate se produc în cantitate mare din anul 1952, pentru tensiuni de pînă la 60 kV. S-au obținut rezultate bune în practică. Transformatorii de măsură executați ca prototipuri de exterior sînt de 3 ani în funcțiune în condiții atmosferice variabile, dînd rezultate bune în exploatare. Un alt domeniu de aplicație sînt izolatorii suport de interior cît și părți componente ale descărcătorilor și întrerupătorilor.

Sînt deschise, de asemenea, încă multe posibilități de aplicare în construcția transformatorilor și transformatorilor pentru încercări.

Ca încheiere se dă în tabela 1 o comparație clară între diferite materiale electroizolante.

III. Materiale electroizolante gazoase

Electrotehnica necesită materii care pot fi utilizate ca gaze de umplere, de exemplu pentru generatori van de Graaff în rezervoare sub presiune. In acest scop sînt preferate îndeosebi materiale inerte cu calități dielectrice bune. Un asemenea material este hexafluoridul de sulf SF_6, care se obține prin arderea sulfului în atmosferă de fluor. Acest gaz este utilizat cu succes ca izolator de înaltă tensiune. Ca izolator poate fi utilizat în locul aerului, de asemenea, agentul frigorifer freon care este o biclorură biflorură de metan $C\,Cl_2F_2$. Freonul are următoarele calități; este inodor, nu este otrăvitor, incolor și foarte stabil din punct de vedere chimic. Punctul său de fierbere este de 28°C. La utilizarea lui trebuie dată atenție faptului că în prezența de flăcări libere se produce fosgen. La o presiune de 12 at o umplutură de freon posedă o rezistență de străpungere de 15 ori mai mare decît azotul la presiune atmosferică.

IV. Concluzii

Dacă se rezumă considerațiile asupra principalelor materiale electroizolante, se ajunge la concluzia că în viitor este neapărat necesară o colaborare mai strînsă între chimist, fizician și inginerii electrotehnicieni, pentru a putea utiliza complet proprietățile materialelor electroizolante în curs de evoluție, în special ale acelora pe bază organică.

Bibliografie

[1] *Miner D. F.*: Izolația mașinilor electrice. Mc Graw Hill, New-York, 1941.
[2] *Stamm H.*: Chemische Technik, 1952, nr. 5, pag. 228
[3] *Inge, Semenoff, Walther*: Z. f. Physik, 1925, pag. 273.
[4] *Wagner K. W.*: A.f.E., 1948, pag. 215.
[5] *Perlick*: ETZ — A, 1953, nr. 6, pag. 169.
[6] *Franz*: Z. f. Physik, 1939, pag. 607 și Z.f. angewandte Physik, 1951, pag. 72.
[7] *v. Hippel*: Erg.d. ex. Naturwiss., 1935, pag. 104.
[8] *Zener*: Proc. Roy. Soc. Ser. A., 1934, pag. 523.
[9] *Fröhlich*: Proc. Roy. Soc. Ser. A., 1937, pag. 230.
[10] *Callen*: Phys. Rev, 1949, pag. 1394.
[11] *Seitz*: Phys. Rev., 1949, pag. 1376.
[12] *Rogowski*: A.f.E., 1927, pag. 123.
[13] *Joffe*: Phys. Z., 1927, pag. 911 și Phys.Z., 1932, pag. 775
[14] *Debye*: Molecule dipolare, Hirzel, Leipzig, 1929.
[15] *Hippel*: Z. f. Physik, 1936, pag. 580.
[16] *Fröhlich*: Proc. Roy Soc. Ser. A., 1947, pag. 521. 1
[16] *Fröhlich*: Proc. Roy. Soc. Ser. A., 1947 pag. 521.
[17] *Böning*: Die Eletropost, 1954, pag. 146 și 160.
[18] *Boer, Kummel, Rompe*: Z. phys. Chemie, 1952, pag. 180
[19] *Boer, Kummel*: Z. phys. Chemie, 1952, pag. 193.
[20] *Boer, Kummel*: Ann. d. Phys., 1954 pag. 341.
[21] *Thomas*: Journ. IEE, 1954, pag. 549.
[22] *Ehlers*: ETZ-A, 1954, pag. 469.
[23] *Berger*: BBC-Mitteilungen, 1926, pag. 115.
[24] *de Senarclens*: Scientia Electrica, 1954, pag 83.
[25] *Nitzsche*: Kunststoffe, 1952, pag. 311.
[26] *Nowak*: Kunststoffe, 1950, pag. 177.
[27] *Kallas*: Elektro-Anzeiger, 1953, pag. 481.
[28] *Ehlers*: ETZ-A, 1953, pag. 553.
[29] *Hudson*: British Plastics, 1953, pag. 6.
[30] *Meyerhans*: Kunststoffe, 1953, pag. 387.
[31] *Imhof*: Bulletin SEV, 1952, pag. 508.
[32] *Gantenbein*: E.u.M., 1953, pag. 237.
[33] *Koller und Ernst*: Bulletin Oerlikon, 1952, pag. 39

ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ В ВЫСОКОВОЛЬТНОМ ЭЛЕКТРОАППАРАТОСТРОЕНИИ

Резюме

Прогресс высоковольтного аппаратостроения всегда тесно связан с развитием в области электроизоляционных материалов. Конструктор обладает теперь множеством электроизоляционных материалов. По этому производится попытка произвести обзор главных электроизоляционных материалов.

Alegerea momentului de volant GD^2 pentru motoarele sincrone care antrenează mașini cu mers neuniform

Ing. I. NOVAC

621.313.323.041.3

După ce se deduce amplitudinea oscilațiilor mecanice ale rotorului motorului sincron datorită armonicii de ordinul ν a cuplului exterior, se determină frecvența proprie a mașinii, necesară pentru a limita amplitudinea oscilațiilor de putere. Cunoscînd această frecvență se găsește expresia momentului de volant necesar unei funcționări în bune condiții ale motorului sincron.

Introducere

Deși prezintă dezavantaje, între care imposibilitatea reglării turației la frecvență constantă, datorită unei serii de calități în exploatare și mai ales posibilității de a funcționa cu un factor de putere capacitiv, motoarele sincrone sînt utilizate pe o scară din ce în ce mai largă. Ele se folosesc la acționarea ventilatoarelor, a compresoarelor, a concasoarelor, etc.

De multe ori motoarele sincrone sînt destinate să antreneze mașini cu mers neuniform. Ori, din teoria mașinii sincrone se știe că, în cazul cînd mașinii sincrone îi sînt transmise din exterior impulsuri periodice perturbatoare se, produc așa numitele pendulări forțate ale mașinii sincrone : roata polară capătă o mișcare oscilatorie mecanică, care duce la pendulări ale unghiului de sarcină θ și deci ale puterii și momentului electromagnetic.

Pentru a analiza funcționarea motorului sincron în aceste condițiuni, trebuie luate în considerare atît pendulările mecanice ale roții polare, cît și oscilațiile puterii electrice. Pentru ca mașina să funcționeze satisfăcător urmează să fie satisfăcute următoarele condițiuni :

a) limitarea amplitudinii pendulărilor mecancei și ale oscilațiilor, de putere :

b) dimensionarea mașinii sincrone în așa fel încît nici una dintre frecvențele armonicilor superioare ale cuplului exterior să nu coincidă cu frecvența proprie de oscilație a mașinii sincrone.

Aceste deziderate pot fi satisfăcute prin alegerea corespunzătoare a momentului de volant al motorului sincron.

In cele ce urmează se determină, prin rezolvarea ecuației diferențiale care se referă la relația momentelor mașinii sincrone corespunzătoare armonicii de ordinul ν, amplitudinea oscilațiilor mecanice ale roții polare $\Delta\theta_\nu$, pentru această armonică. Se consideră că frecvența și tensiunea rețelei sînt constante.

Impunîndu-se pentru amplitudinea oscilațiilor de putere o valoare admisibilă, se determină frecvența proprie de oscilație a motorului sincron, necesară pentru a împiedica apariția fenomenului de rezonanță. Cu ajutorul acestei frecvențe se găsește expresia momentului de volant corespunzător funcționării mașinii în condițiuni bune.

Calculul amplitudinii oscilațiilor mecanice corespunzătoare armonicii de ordinul ν a cuplului exterior

In cazul oscilațiilor forțate ecuația cuplurilor mașinii sincrone este :

$$M_0 + M_k + C_a \cdot \frac{d\Delta\theta}{dt} + \frac{J}{p} \cdot \frac{d^2\Delta\theta}{dt^2} = M_{med} + \Sigma M_\nu \cdot \sin(\nu\Omega t - \varphi_\nu) \qquad (1)$$

unde $\Delta\theta$ reprezintă unghiul de deviație al rotorului, M_0 cuplul cerut la mersul în gol, M_k cuplul electromagnetic în momentul considerat, C_a o constantă proporțională cu rezistența R_a a înfășurării de amortizare, J momentul de inerție al sistemului, M_{med} cuplul mediu constant al mașini antrenate, M_ν amplitudinea cuplului corespunzător armonicii de ordinul ν, Ω viteza unghiulară medie, φ_ν faza inițială a armonicii de ordinul ν.

Cuplul M_k depinde de variațiile unghiului θ și anume :

$$M_k = M + M_s \cdot \Delta\theta \qquad (2)$$

în care M reprezintă valoarea cuplului motorului sincron corespunzătoare unghiului θ în cazul mersului sincron neperturbat, iar M_s este momentul sincronizant.

Cum suma $M + M_0$ este echilibrată de M_{med}, iar $\Delta\theta$ poate fi considerat egal cu $\varepsilon\Delta\theta_\nu$, rezultă

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{d^2\Delta\theta_\nu}{dt^2} + C_a \frac{d\Delta\theta_\nu}{dt} + M_s \cdot \Delta\theta_\nu = M_\nu \cdot \sin(\nu\Omega t - \varphi_\nu) \qquad (3)$$

Constanta C_a, conform [3], are expresia

$$C_a = p \cdot \Phi_r^2 \cdot (W \cdot K_B)^2 \cdot \frac{R_a}{Z_a^2} \qquad (4)$$

în care Φ_r reprezintă fluxul de reacție a statorului, W și K_B numărul de spire și factorul de înfășurare ale bobinajului statoric, R_a și Z_a rezistența și impedanța înfășurării de amortizare.

Prin introducerea în relația (4) a valorii lui Φ_r și prin transformări succesive, se obține pentru C_a expresia

$$C_a = p \cdot \frac{K}{\omega^2} \cdot \frac{P_n}{z_a^2} \cdot r_a \qquad (4')$$

în care r_a și z_a reprezintă valorile relative ale

rezistenței și impedanței înfășurării de amortizare, P_n puterea nominală, iar K o constantă.

Presupunînd că $r_a \cong z_a$, se obține pentru C_a valoarea [1]

$$C_a \cong p \cdot \frac{K}{(2 \cdot \pi \cdot f)^2} \cdot \frac{P_n}{r_a} . \qquad (4'')$$

In cele ce urmează, pentru exactitate, se va utiliza valoarea lui C_a dată de realația (4').

Prin împărțirea ecuației (3) cu momentul M_n și notînd

$$\frac{M_s}{M_n} = m_s , \frac{M_\nu}{M_n} = m_\nu$$

se obține

$$\frac{J}{p \cdot M_n} \cdot \frac{d^2 \Delta\theta_\nu}{dt^2} + \frac{C_a}{M_n} \cdot \frac{d \Delta\theta_\nu}{dt} + m_s \cdot \Delta\theta_\nu = m_\nu \cdot \sin(\nu \Omega t - \varphi_\nu) \qquad (5)$$

Deoarece

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{1}{M_n} = \frac{J \cdot \Omega_1^2}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot P_n} = \frac{T_j}{2 \cdot \pi \cdot f}$$

unde T_j reprezintă valoarea constantei de inerție și are valoarea

$$T_j = \frac{J \cdot \Omega_1^2}{P_n} \qquad (6)$$

iar

$$\frac{C_a}{M_n} = \frac{K}{2 \cdot \pi \cdot f} \cdot \frac{r_a}{z_a^2} ;$$

ecuația (5) se poate scrie sub forma :

$$\frac{T_j}{2 \cdot \pi \cdot f} \cdot \frac{d^2 \Delta\theta_\nu}{dt^2} + \frac{K \cdot r_a}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot z_a^2} \cdot \frac{d \Delta\theta_\nu}{dt} + m_s \cdot \Delta\theta_\nu = m_\nu \cdot \sin(\nu \Omega t - \varphi_\nu) \qquad (7)$$

Această ecuație este analoagă cu ecuația circuitului electric oscilant care conține R, L, C

$$L \cdot \frac{d^2 q}{dt^2} + R \frac{dq}{dt} + \frac{1}{C} \cdot q = E_\nu \cdot \sin(\nu \omega t - \varphi_\nu) \qquad (8)$$

care are ca soluție

$$q = \frac{E_\nu}{\nu\omega \sqrt{R^2 + \left(\nu\omega L - \frac{1}{\nu\omega C}\right)^2}} = \beta_\nu \cdot C \cdot E_\nu \qquad (9)$$

unde

$$\beta_\nu = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\nu\omega}{\omega_r^2} \cdot \frac{R}{L}\right)^2 + \left[\left(\frac{\nu\omega}{\omega_r}\right)^2 - 1\right]^2}} \qquad (10)$$

reprezintă coeficientul „de creștere" al armonicii de ordinul ν.

In relația (10) ω_r reprezintă pulsația de rezonanță corespunzătoare armonicii de ordinul întîi :

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} .$$

Prin analoigie, ținînd cont de faptul că între coeficienții constanți ai ecuațiilor (8) și (7) există următoarele corespondențe :

— coeficientului L îi corespunde $\frac{T_j}{2 \cdot \pi \cdot f}$

— coeficientului R îi corespunde $\frac{K}{2 \cdot \pi \cdot f} \cdot \frac{\nu_a}{z_a^2}$

— coeficientului $\frac{1}{C}$ îi corespunde m_s

— coeficientului E_ν îi corespunde m_ν și că pulsației de rezonanță ω_r îi corespunde viteza unghiulară Ω_0 corespunzătoare pulsației proprii ω_0, soluția ecuației (7) este :

$$\Delta\theta_\nu = \frac{m_\nu}{m_s} \cdot \beta_\nu \qquad (11)$$

unde coeficientul de creștere al armonicii de ordinul ν are valoarea

$$\beta_\nu = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\nu\Omega}{\Omega_0} \cdot \frac{\alpha}{\Omega_0}\right)^2 + \left[\left(\frac{\nu\Omega}{\Omega_0}\right)^2 - 1\right]^2}} \qquad (12)$$

Prin coeficientul α s-a notat cantitatea

$$\alpha = \frac{r_a \cdot K}{z_a^2 \cdot T_j} \qquad (13)$$

iar valoarea lui Ω_0 este

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot m_s}{T_1}} . \qquad (14)$$

Determinarea vitezei unghiulare Ω_0 necesară pentru o funcționare satisfăcătoare a motorului sincron

Se știe că între amplitudinea oscilațiilor mecanice, amplitudinea pendulărilor cuplului electromagnetic și cuplul sincronizant există relația :

$$\Delta\theta_\nu = \frac{\Delta M_\nu}{M_s} . \qquad (15)$$

Ținînd seama de relația (11) se poate scrie

$$\beta_\nu \cdot \frac{m_\nu}{m_s} = \frac{\Delta m_\nu}{m_s}$$

unde $\Delta m_\nu = \frac{\Delta M_\nu}{M_n}$.

Rezultă

$$\beta_\nu = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\nu\Omega}{\Omega_0}\right)^2 \cdot \left(\frac{\alpha}{\Omega_0}\right)^2 + \left[\left(\frac{\nu\Omega}{\Omega_0}\right)^2 - 1\right]^2}} = \frac{\Delta m_\nu}{m_\nu} \qquad (16)$$

Valoarea lui m_ν se poate determina prin descompunerea în armonici a curbei cuplului exterior ; varaiația de cuplu ΔM_ν (și deci și amplitudinea oscilațiilor de putere) se impune sub o anumită valoare admisibilă și deci Δm_ν este și ea o mărime cunoscută.

In aceste condiţiuni, relaţia (16) dă posibilitatea de a se găsi valoarea vitezei unghiulare Ω_o, necesară pentru a limita oscilaţiile de putere ΔP_ν la valoarea dorită.

Conform fig. 1, în care s-a trasat familia de curbe $\beta_\nu = f\left(\frac{\nu\Omega}{\Omega_0}\right)$ pentru diferite valori constante ale raportului $\frac{\alpha}{\Omega_0}$, există pentru o anumită amortizare, două valori ale vitezei unghiulare

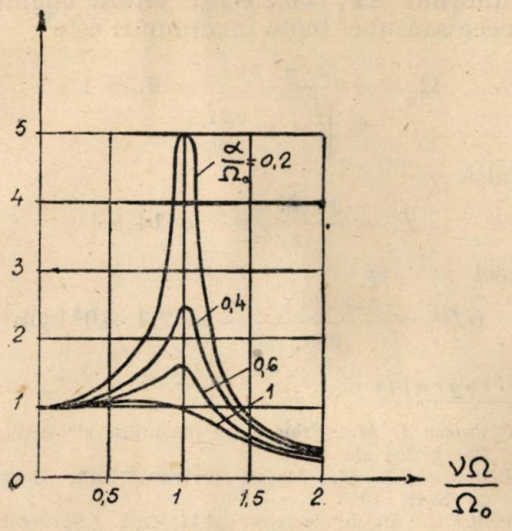


Fig. 1. Variaţia coeficientului de creştere al armonicilor de ordinul ν în funcţie de raportul $\frac{\nu\Omega}{\Omega_0}$, pentru diferite valori constante ale raportului $\frac{\alpha}{\Omega_0}$

Ω_o la care se obţine aceeaşi valoare pentru coeficientul de creştere β_ν. Una dintre aceste valori are loc în domeniul $\frac{\nu\Omega}{\Omega_0} > 1$, cealaltă pentru domeniul $\frac{\nu\Omega}{\Omega_0} < 1$.

Pentru o funcţionare stabilă a maşinii sincrone se recomandă [2] ca raportul $\frac{\nu\Omega}{\Omega_0} > 1{,}2$ sau $\frac{\nu\Omega}{\Omega_0} < 0{,}8$, pentru orice valoare a lui ν.

Rezultă că pentru siguranţa în funcţionare a maşinii sincrone este de dorit ca toate oscilaţiile, atît cele corespunzătoare armonicii de ordinul întîi a cuplului exterior, cît şi cele datorite armonicilor superioare ale lui, să se producă în regiunea de „după rezonanţă".

Intr-adevăr, în cazul cînd raportul $\left(\frac{\nu\Omega}{\Omega_0}\right)_{\nu=1} < 1$, se poate întîmpla ca pentru una dintre armonicile superioare, raportul $\frac{\nu\Omega}{\Omega_0}$ să obţină o valoare cuprinsă între 0,8 şi 1,2 ,cu alte cuvinte să se găsească în „zona de rezonanţă". Acest pericol nu există în ipoteza că motorul se dimensionează astfel ca raportul $\left(\frac{\nu\Omega}{\Omega_0}\right)_{\nu=1} > 1{,}2$, deoarece pentru armonicile superioare raportul $\frac{\nu\Omega}{\Omega_0}$ este mai mare decît pentru armonica fundamentală. Rezultă că dacă pentru armonica fundamentală, prin alegerea unui Ω_o corespunzător, raportul $\frac{\nu\Omega}{\Omega_0}$ are o valoare mai mare decît 1,2, nu există posibilitatea de apariţie a fenomenului de rezonanţă nici pentru armonicile superioare.

Valoarea vitezei unghiulare proprii necesare se obţine din relaţia (16), considerînd $\nu = 1$ şi $\alpha = 0$. Neglijarea influenţei armonicilor superioare şi a amortizării este admisibilă din următoarele considerente :

1. Analiza fig. 1 arată că în domeniul de „după rezonanţă", coeficientul de creştere al armonicii de ordinul ν — β_ν — scade cu creşterea lui ν, pentru orice valoare a lui α. Rezultă că armonicile de ordin superior vor produce oscilaţii mecanice, şi deci şi pendulări de putere, reduse faţă de cele datorite armonicii fundamentale. Pentru a se ţine totuşi seama de influenţa oscilaţiilor corespunzătoare armonicilor superioare, se admite ΔP_1 (şi deci şi ΔM_1) mai mic decît cel admisibil. In general se consideră ca admisibilă o oscilaţie de putere electrică de $\pm 30\%$. In baza considerentelor anterioare se adoptă $\Delta P_1 = \pm (22—25\%)$.

2. Amplitudinea oscilaţiilor mecanice, pentru o valoare a raportului $\frac{\nu\Omega}{\Omega_0}$ este, conform fig. 1, cu atît mai mare, cu cît amortizarea este mai slabă, deci cazul $\alpha = 0$ este cel mai defavorabil. De altfel, pentru $\frac{\nu\Omega}{\Omega_0} > \sqrt{2}$, studiul rolului pe care îl are înfăşurarea de amortizare arată [3] că ea amortizează oscilaţiile mecanice ale rotorului, însă măreşte oscilaţiile puterii electrice, devenind din acest punct de vedere dăunătoare. Pentru cazurile obişnuite, în care se admite o variaţie de putere de $\pm 30\%$, raportul $\left(\frac{\nu\Omega}{\Omega_0}\right)_{\nu=1}$ obţine valori între 1,3—1,6. Din această cauză se adoptă în practică o înfăşurare de amortizare slabă, fapt ce justifică şi el neglijarea lui α.

La neglijarea amortizării relaţia (16) devine, pentru armonica de ordinul întîi

$$\frac{\Delta m_1}{m_1} = \frac{1}{\left(\frac{\Omega}{\Omega_0}\right)^2 - 1} \qquad (17)$$

de unde

$$\Omega_o = \frac{\Omega}{\sqrt{1 + \frac{m_1}{\Delta m_1}}} \cdot \qquad (18)$$

Relaţia (18) este aceea cu care urmează să se calculeze viteza unghiulară necesară Ω_o. Valoarea lui m_1 se determină prin descompunerea

în armonici a curbei cuplului exterior, iar Δm_1 se adoptă (0,22—0,25).

Determinarea momentului de volant GD^2 necesar

Cunoaşterea vitezei unghiulare Ω_0 necesare dă posibilitatea de a găsi valoarea constantei de inerţie necesare.

Din relaţia (14) rezultă pentru T_j valoarea

$$T_j = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot m_s}{\Omega_0^2} \qquad (19)$$

relaţie care permite calcularea constantei de inerţie, în cazul cînd se cunosc Ω_0 şi m_s.

Momentul sincronizant relativ este

$$m_s = \frac{E_p \cdot U \cdot \cos \theta_0}{X_1} \cdot \frac{1}{M_n} + \Delta m_v \qquad (20)$$

unde E_p reprezintă tensiunea electromotoare polară, θ_0 unghiul de stabilitate la funcţionare sincronă neperturbată, iar Δm_v cuplul suplimentar de sincronizare relativ.

Din relaţia (6), prin înlocuiri simple, ţinînd seama şi de trecerea de la o unitate de măsură la alta, rezultă

$$GD^2 = \frac{P_n}{2{,}74 \cdot n_1^2} \cdot T_j \cdot 10^6 \quad [\text{kgm}^2] \qquad (21)$$

relaţie cu care se calculează momentul de volant necesar unei funcţionări satisfăcătoare a motorului sincron.

Următorul exemplu numeric va lămuri modul de folosire a metodei indicate. Fie un motor sincron de 350 kW, 94 rot/min, care urmează să antreneze un compresor cu piston .S-a calculat $m_s = 2$, iar din diagrama cuplurilor s-a determinat prima armonică a cuplului $M_1 = 0{,}31 \cdot M_n$.

Admiţînd $\Delta P_1 = 0{,}25 \cdot P_n$, viteza unghiulară Ω_0 necesară unei bune funcţionări este

$$\Omega_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot 94}{60 \sqrt{1 + \frac{0{,}31}{0{,}25}}} = 6{,}58 \text{ 1/s}$$

Rezultă

$$T_j = \frac{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 2}{6{,}58^2} = 14{,}5 \text{ s}$$

şi deci

$$GD^2 = \frac{350 \cdot 14{,}5 \cdot ,10^6}{2{,}74 \cdot 94^2} = 2{,}1 \cdot 10^5 \text{ kgm}^2$$

Bibliografie

[1] *Postnicov I. M.*: Proiectarea maşinilor electrice, Edit. Energetică de Stat.

[2] *Piotrovschi L. M.*: Maşini electrice, Edit. Energetică de Stat, 1953

[3] *Richter R.*: Maşini electrice, vol.II, Edit. J.Springer, 1930

(Inst. politehnic Timişoara)

★

ВЫБОР МАХОВОГО МОМЕНТА GD² СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ДЛЯ ПРИВОДА МАШИН С НЕОДНОРОДНЫМ ХОДОМ

Резюме

После вывода амплитуды механических колебаний ротора синхронного двигателя из за гармоники ν порядка внешнего момента, определяется собственная частота машины, необходимая для ограничения амплитуды колебаний мощности. Зная эту частоту, находится выражение необходимого махового момента для работы синхроного двигателя в хороших условиях.

441 Elm 3/57
LEFORDITVA

Autosuflajul magnetic şi aplicaţiile lui în aparatele electrice de comandă, de joasă tensiune

Ing. A. C. PREDOIU

621.316.53.064.44

Analizînd influenţa cîmpului magnetic în funcţionarea aparatelor electrice de comandă, se indică metoda generală de determinare prin calcul a forţelor cîmpului magnetic de autosuflaj creat de curentul electric ce trece prin contacte şi piesele auxiliare ale construcţiei de contact-respectiv coarnele de suflaj.

După determinarea analitică a expresiei generale a forţelor cîmpului magnetic de autosuflaj, sînt prezentate cîteva aplicaţii particulare, din care se trag concluzii asupra avantaielor diferitelor forme constructive ale construcţiilor de contact întîlnite mai frecvent la aparatele electrice automate de comandă şi la contactori, în lumina experienţelor şi lucrărilor inginerilor sovietici, în special ale inginerilor O. B. Bron şi N. Babacov.

Intr-unul din numerele precedente ale revistei [7] a fost tratată problema cinematicii şi dinamicii sistemului de contact la contactori, ajungîndu-se la o serie de formule de calcul din care s-au tras concluzii în ceea ce priveşte influenţa favorabilă a parametrilor constructivi şi electrici în asigurarea stabilităţii termice şi dinamice, în evitarea vibraţiilor contactelor pentru buna funcţionare a contactorilor. Aceste consideraţii sînt valabile şi pentru întreruptorii automaţi de joasă tensiune.

In lucrarea de faţă se va analiza, în continuare, construcţia de contact, în general pentru aparatele de joasă tensiune — contactori şi întreruptori automaţi — din punctul de vedere al influenţei forţelor cîmpului magnetic de autosuflaj asupra mişcării arcului electric pe contacte şi pe coarnele de suflaj, în momentul deschiderii contactelor.

Sistemul de contacte al aparatelor electrice de comandă echipate cu suflaj magnetic este sediul intensităţii unui cîmp magnetic format din două componente:

— intensitatea cîmpului magnetic creat de curentul care trece prin construcţia de suflaj, respectiv bobina de suflaj şi

— intensitatea cîmpului magnetic creat de curentul ce trece prin contacte, căile conducătoare de curent în momentul deschiderii contactelor respectiv coarnele de suflaj.

Contribuţia componenţei intensităţii cîmpului magnetic creat de bobina de suflaj, la mişcarea arcului electric pe contacte şi pe coarnele de suflaj şi la stingerea lui, a fost tratată anterior [8]. Această componentă nu va mai fi studiată în cele ce urmează.

Se va analiza deci numai contribuţia celei de a doua componente a intensităţii cîmpului magnetic, respectiv cea creată de curentul electric ce trece prin contacte şi coarne, sub aspectul influenţei ce o exercită asupra mişcării punctelor de sprijin ale arcului electric.

Sînt unele tipuri de aparate la care lipseşte cîmpul magnetic de suflaj şi în acest caz punctele de sprijin ale arcului se vor mişca, numai sub acţiunea cîmpului magnetic de autosuflaj, cîmpul magnetic propriu al arcului electric, ce ia naştere datorită trecerii curentului prin contacte şi coarne. Chiar şi în aparatele echipate cu bobine de suflaj întreruperea curenţilor mici constituie o problemă deoarece punctele de sprijin ale arcului electric se vor mişca mai mult sub acţiunea cîmpului magnetic de autosuflaj.

Cîmpul magnetic de autosuflaj atît la aparatele fără bobină de suflaj cît şi la cele cu bobina de suflaj tinde să deplaseze punctele de sprijin ale arcului electric către marginile contactelor sau coarnelor de suflaj unde atingînd pereţii camerelor de stingere provoacă uzura lor.

De aceea se pune problema alegerii unei asemenea forme a contactelor şi în special a coarnelor de suflaj care să aibe şi rolul de conductori magnetici, în următoarele scopuri:

— să intensifice cîmpul magnetic de autosuflaj pentru a uşura întreruperea curenţilor în general, a curenţilor mici în special, la aparatele cu şi fără suflaj magnetic;

— punctele de sprijin ale arcului electric în mişcarea sa de către forţele electromagnetice create de cîmpul magnetic, de autosuflaj să fie astfel dirijate, încît să se mişte pe cît posibil mai repede pentru a scurta timpul de ardere al arcului, pentru a nu uza contactele;

— prin forma coarnelor de suflaj să fie limitată, acţiunea cîmpului magnetic de autosuflaj, de azvîrlire a arcului electric pe resoartele sistemului de contact sau pe piese conducătoare de curent vecine.

Pentru intensificarea cîmpului magnetic de autosuflaj se adoptă drept conductori magnetici la sistemul de contact scoabe de fier de anumite forme, aşa cum se va vedea mai departe.

A. Calculul forţelor cîmpului magnetic de autosuflaj care determină deplasarea punctelor de sprijin ale arcului electric.

Pentru rezolvarea problemei ne vom referi la fig. 1, care reprezintă o şină din material nemagnetic, de secţiune dreptunghiulară, notaţiile reprezentînd:

δ — grosimea şinei;
s — lăţimea ei;
o — punctul de sprijin al arcului electric;

b — distanța punctului de sprijin al arcului electric față de marginea șinei;
I — curentul ce intră în șină prin partea inferioară și iese prin arc în direcție perpendiculară pe suprafața șinei;
Ox, Oy, și Oz— axele unui sistem de referință trirectangular cu originea în punctul de sprijin al arcului electric;
K_x — componenta transversală a forței electromagnetice după axa Ox;
K_y — componenta longitudinală a forței electromagnetice, după axa Oy.

Rezolvarea problemei propuse se reduce la determinarea forțelor K_x și K_y.

Se vor folosi următoarele formule cunoscute din electrodinamică, în ordinea în care ele intervin la obținerea soluției:

— Forța electromagnetică:

$$\bar{K} = \bar{H} \times \bar{I}. \quad (1)$$

— Intensitatea cîmpului magnetic;

$$\bar{H} = \text{rot } \bar{A}, \quad (2)$$

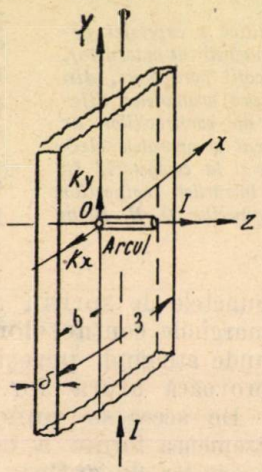


Fig. 1.

în care:

$\bar{A}$ este potențialul vector care se determină prin formula:

$$\bar{A} = \iiint_V \frac{\bar{i}\,dv}{r} \quad (3)$$

— Densitatea de curent i:

$$\bar{i} = \lambda \bar{g} = -\lambda \text{ grad } U \quad (4)$$

în care:

λ este conductibilitatea termică a șinei;
U — potențialul electric.

Trebuie deci început prin determinarea lui i.

Inainte de aceasta trebuie menționate cîteva considerații în ceea ce privește distribuția densității liniilor de curent. In acest scop vom înlocui sistemul inițial din fig. 1, printr-un sistem de reprezentări virtuale indicate în fig. 2 din care vom considera 4 stări uniforme ale seriilor de puncte sursă de curent A, B, A' și B'. Este posibil deci a determina cîmpul curenților în șină aplicînd aceste surse pe suprafețele sinei și întregul cîmp va fi un cîmp spațial. Pentru simplificare, se va înlocui mai departe acest cîmp printr-un cîmp plan. Acest lucru este posibil pentru considerentul că se poate completa sursa punctiformă cu încă două surse egale și de semne contrarii, situate pe axa arcului electric, de-a lungul întregei grosimi a șinei. Evident că ele nu vor implica nici o modificare în cîmpul sursei punctiforme.

Vom menționa de asemenea cîteva considerații, în mod separat asupra a două sisteme de curenți (fig. 3, *a* și 3, *b*).

Sursa reprezentată în fig, 3 *a* crează o densitate de curenți liniari uniformă, iar cea din fig. 3*b*, un mănunchi de curenți, care pentru faptul că este simetric în raport cu punctul de sprijin al arcului va fi puțin influențat de fețele laterale ale șinei. Ca atare acest gen de sursă de curenți, nedînd nici un fel de forțe electromagnetice care să acționeze asupra arcului, nu va fi studiată mai departe. Revine deci la a considera numai cîmpul sursei liniare, care se reduce la un cîmp plan paralel, ceea ce conduce la admiterea unui distribuții uniforme, a cărei configurație este indicată în fig. 4.

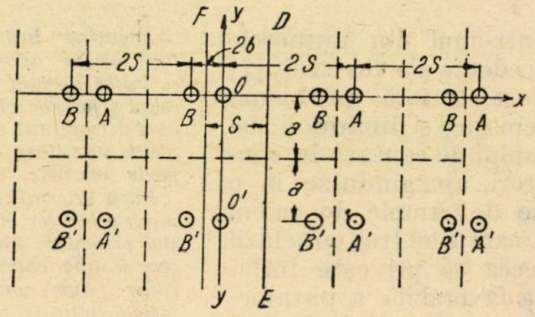


Fig. 2.

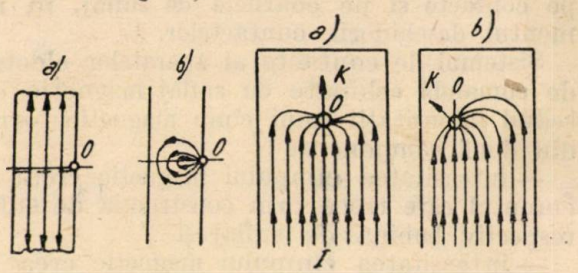


Fig. 3. Fig. 4.

a — reprezintă o sursă de curent pozitivă liniară;
b — o sursă de curent pozitivă punctiformă și una negativă liniară.

1. **Determinarea densității de curent.** Densitatea de curent, conform legii lui Ohm, este dată de relația (4), indicată anterior:

$$i = \lambda g = -\lambda \text{ grad } U. \quad (4)$$

Componentele densității de curent după axele de coordonate sînt:

$$i_x = \lambda g_x = \lambda \frac{\partial U}{\partial x}$$
$$i_y = \lambda g_y = \lambda \frac{\partial U}{\partial y}. \quad (5)$$

Pentru determinarea densității de curent este necesar a se determina potențialul electric

a celor 4 serii de puncte A, B, A' și B', reprezentate în fig. 2. Potențialul acestor serii de surse de curent uniform repartizate, într-un punct oarecare de cordonate (x, y) se determină prin formulele [1, 2]:

— pentru A:

$$U_A = -\frac{i_1}{2} \ln\left[\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}y - \cos\frac{\pi}{s}x\right]; \quad (6a)$$

— pentru B:

$$U_B = -\frac{i_1}{2} \ln\left[\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}y - \cos\frac{\pi}{s}(x+2b)\right]; \quad (6b)$$

— pentru A':

$$U_{A'} = +\frac{i_1}{2} \ln\left[\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}(y+2a) - \cos\frac{\pi}{s}x\right]; \quad (6c)$$

— pentru B':

$$U_{B'} = +\frac{i_1}{2} \ln\left[\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}(y+2a) - \cos\frac{\pi}{s}(x+2b)\right] \quad (6)$$

Rezultanta potențialelor electrice: U_A, U_B, $U_{A'}$ și $U_{B'}$. va fi:

$$U = U_A + U_B + U_{A'} + U_{B'} =$$

$$= \frac{i_1}{2}\left\{\ln\left[\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}y - \cos\frac{\pi}{s}x\right] + \ln\left[\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}y - \cos\frac{\pi}{s}(x+2b)\right] - \ln\left[\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}(y+2a) - \cos\frac{\pi}{s}(x+2b)\right] - \ln\left[\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}(y+2a) - \cos\frac{\pi}{s}x\right]\right\} \quad (7)$$

In formula (7) se va înlocui i_1 prin valoarea:

$$i_1 = \frac{I}{2\pi\lambda\delta} \quad (7a)$$

ceea ce este în concordanță cu presupunerea distribuției uniforme a densității de curent după grosimea șinei.

După diferențiere în raport cu x și apoi cu y a expresiei (7), înlocuind în (5), va rezulta:

$$i_x = \frac{I}{4S\delta}\left[\frac{\sin\frac{\pi}{s}x}{\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}y - \cos\frac{\pi}{s}x} + \frac{\sin\frac{\pi}{s}(x+2b)}{\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}y - \cos\frac{\pi}{s}(x+2b)} - \frac{\sin\frac{\pi}{s}(x+2b)}{\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}(y+2a) - \cos\frac{\pi}{s}(x+2b)} - \frac{\sin\frac{\pi}{s}x}{\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}(y+2a) - \cos\frac{\pi}{s}x}\right]$$

$$i_y = \frac{I}{4s\delta}\left[\frac{\operatorname{sh}\frac{\pi}{s}y}{\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}y - \cos\frac{\pi}{s}x} + \frac{\operatorname{sh}\frac{\pi}{s}y}{\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}y - \cos\frac{\pi}{s}(x+2b)} - \frac{\operatorname{sh}\frac{\pi}{s}(y+2a)}{\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}(y+2a) - \cos\frac{\pi}{s}(x+2a)} - \frac{\operatorname{sh}\frac{\pi}{s}y}{\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}(y+2a) - \cos\frac{\pi}{s}x}\right] \quad (8)$$

Dacă considerăm că distanța a de la marginea inferioară a șinei la punctul de sprijin al arcului O, este mult mai mare în raport cu lățimea S, atunci expresiile (8) vor căpăta următoarea formă simplificată:

$$i_x = \frac{I}{4s\delta}\left[\frac{\sin\frac{\pi}{s}x}{\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}y - \cos\frac{\pi}{s}x} + \frac{\sin\frac{\pi}{s}(x+2b)}{\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}y - \cos\frac{\pi}{s}(x+2b)}\right]$$

$$i_y = \frac{I}{4s\delta}\left[\frac{\operatorname{sh}\frac{\pi}{s}y}{\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}y - \cos\frac{\pi}{s}x} + \frac{\operatorname{sh}\frac{\pi}{s}y}{\operatorname{ch}\frac{\pi}{s}y - \cos\frac{\pi}{s}(x+2b)} - 2\right] \quad (9)$$

2. **Determinarea expresiilor potențialului vector.** Conform relației (3), expresia ce dă potențialul vector este:

$$A = \iiint_V \frac{i\,dv}{r}. \quad (3)$$

Notînd prin :

— x, y, z, coordonatele elementului de curent ce creiază cîmpul magnetic ;

— m, n, p, coordonatele punctului din spațiu în care se examinează cîmpul magnetic ;

Componentele potențialului vector după axele x și y, vor avea următoarele expresii :

$$A_x = \iiint_{x\,y\,z} \frac{i_x \, dx\, dy\, dz}{\sqrt{(x-m)^2 + (y-n)^2 + (z-p)^2}}$$

$$A_y = \iiint_{x\,y\,z} \frac{i_y \, dx\, dy\, dz}{\sqrt{(x-m)^2 + (y-n)^2 + (z-p)^2}} . \qquad (10)$$

Integralele sînt extinse la tot volumul plăcii.

Componenta $A_z = 0$, deoarece $i_z = 0$, curentul fiind distribuit uniform după grosimea șinei.

3. Determinarea cîmpului magnetic. Cunoscînd potențialul vector $\bar{A}$, se poate determina cîmpul magnetic prin relația (2) :

$$\bar{H} = \text{rot}\, \bar{A} \qquad (2)$$

sau ținînd seama de componentele carteziene A_x, A_y ale căror valori sînt date de formulele (10), iar $A_z = 0$, se pot scrie componentele H_x și H_y

$$H_x = -\frac{\partial A_y}{\partial z}$$

$$H_y = -\frac{\partial A_x}{\partial z} \qquad (11)$$

Componenta H_z nu interesează pentru că ea nu contribue la deplasarea punctelor de sprijin ale arcului. Diferențiind expresiile lui A_x și A_y din (10), și înlocuind (11) se va obține :

$$H_x = -\iiint_{x\,y\,z} \frac{i_y (z-p)\, dx\, dy\, dz}{[(x-m)^2 + (y-n)^2 + (z-p)^2]^{\frac{3}{2}}}$$

$$H_y = \iiint_{x\,y\,z} \frac{i_x (z-p)\, dx\, dy\, dz}{[(x-m)^2 + (y-n)^2 + (z-n)^2]^{\frac{3}{2}}} \qquad (12)$$

Deoarece coordonatele punctului de sprijin al arcului sînt : $m = 0$, $n = 0$, $p = 0$, expresiile (12) devin :

$$H_x^0 = -\iiint_{x\,y\,z} \frac{i_y z\, dx\, dy\, dz}{[x^2 + y^2 + z^2]^{\frac{3}{2}}}$$

$$H_y^0 = \iiint_{x\,y\,z} \frac{i_x z\, dx\, dy\, dz}{[x^2 + y^2 + z^2]^{\frac{3}{2}}} . \qquad (13)$$

Calculul componentei H_x^0. Referindu-ne la fig. 1 și 2, considerînd limitele volumului șinei se precizează următoarele limite :

— x variază de la b la $s-b$

— y, de la $-\infty$ la $+\infty$, (socotind că marginea superioară a plăcii este situată foarte departe) și

— z, de la 0 la δ.

Substituind aceste limite de integrare cît și valoarea lui i_y din (9), în expresia lui H_x^0 (13) se va obține :

$$H_x^0 = -\frac{I}{4 s \delta} \int_0^{\delta} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-b}^{s-b} \left[\frac{\text{sh}\, \frac{\pi}{s} y}{\text{ch}\, \frac{\pi}{s} y - \cos \frac{\pi}{s} x} + \right.$$

$$\left. + \frac{\text{sh}\, \frac{\pi}{s} y}{\text{ch}\, \frac{\pi}{s} y - \cos \frac{\pi}{s} (x - 2b)} - 2 \right] \times \frac{z\, dx\, dy\, dz}{(x^2 + y^2 + z^2)^{3/2}} \qquad (14)$$

Primii doi termeni ai primului factor fiind funcțiuni impare de y, prin integrarea în limite simetrice, dau zero. Cel de al II-lea factor fiind o funcție pară de y prin integrarea între limite $-\infty$, $+\infty$ duce la o dublare a valorii integralei. Se va obține deci :

$$H_x^0 = -\frac{I}{s\delta} \int_0^{\delta} \int_0^{+\infty} \int_{-b}^{s-b} \frac{z\, dx\, dy\, dz}{(x^2 + y^2 + z^2)^{3/2}} . \qquad (15)$$

Efectuînd prima integrare în raport cu y, se obține următoarea expresie :

$$\int_0^{\infty} z (x^2 + y^2 + z^2)^{-\frac{3}{2}} dy = z (x^2 + z^2)^{-1} . \qquad (15a)$$

Integrînd expresia obținută în raport cu x, rezultatul va fi :

$$\int_{-b}^{s-b} z (x^2 + z^2)^{-1}\, dx = \text{arctg} \frac{s-b}{z} + \text{arc tg} \frac{b}{z} . \qquad (15b)$$

Trecînd la ultima integrare în raport cu z,

$$H_x^0 = \frac{I}{s\delta} \int_0^{\delta} \left(\text{arc tg} \frac{s-b}{z} + \text{arc tg} \frac{b}{z} \right) dz \qquad (16)$$

de forma :

$$\int_0^{\delta} \text{arc tg} \frac{\alpha}{z}\, dz, \qquad (16a)$$

se capătă prin substituția $\xi = \frac{\alpha}{z}$, următoarea expresie :

$$-\int_{\infty}^{\frac{\alpha}{\delta}} \frac{\text{arc tg}\, \xi}{\xi^2}\, d\xi . \qquad (16b)$$

Integrînd prin părți se obține :

$$\int_{\infty}^{\frac{\alpha}{\delta}} \alpha \frac{\operatorname{arc\,tg}\xi}{\xi^2}\, d\xi = \alpha \left[\frac{\operatorname{arc\,tg} \frac{\alpha}{\delta}}{\frac{\alpha}{\delta}} + \ln \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\alpha}{\delta}\right)^2}}{\frac{\alpha}{\delta}} \right] \quad (16c)$$

Introducînd această expresie în (16) rezultă :

$$H_x^0 = \frac{I}{s\delta} \left[\delta \operatorname{arc\,tg} \frac{s-b}{\delta} + \delta \operatorname{arc\,tg} \frac{b}{\delta} + (s-b) \ln \frac{\sqrt{(s-b)^2 + \delta^2}}{s-b} + b \ln \frac{\sqrt{b^2 + \delta^2}}{b} \right] \times 10^{-1} \text{ Oe.} \quad (17)$$

Rezultatul se simplifică simțitor, dacă se fac următoarele considerații :

— șina este foarte subțire, adică $\delta \to 0$, în acest caz, primul și al doilea termen din (17) vor tinde spre $\frac{\pi}{2}$, iar al treilea și al patrulea termen vor da o nedeterminare de forma $\frac{0}{0}$;

— înlăturînd nedeterminarea prin aplicarea regulii lui l'Hôspital termenilor al treilea și al patrulea, suma lor va fi zero.

Rezultatul simplificat în urma acestor considerații va fi :

$$H_x^0 = \frac{I\pi}{s} \times 10^{-1} \text{ Oe} \quad (18)$$

Calculul componentei H_y^0. Referindu-ne tot la fig. 2 și 3 și la expresia doua din (3)

$$H_y = \iiint_{x\,y\,z} \frac{i_x\, z\, dx\, dy\, dz}{[x^2 + y^2 + z^2]^{3/2}} \quad (18a)$$

Se fixează aceleași limite de integrare ca și în cazul componentei H_x^0, adică :

— x variază de la $-b$ la $s-b$;
— y de la $-\infty$ la $+\infty$, iar
— z de la o la δ.

Substituind aceste limite de integrare cît și valoarea lui i_x din (9) se va obține :

$$H_y^0 = \frac{I}{4s\delta} \int_0^{\delta} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-b}^{(s-b)} \left[\frac{\sin \frac{\pi}{s} x}{\operatorname{ch} \frac{\pi}{s} y - \cos \frac{\pi}{s} x} + \frac{\sin \frac{\pi}{s} (x+2b)}{\operatorname{ch} \frac{\pi}{s} y - \cos \frac{\pi}{s} (x+2b)} \right] \frac{z\, dx\, dy\, dz}{(x^2 + y^2 + z^2)^{3/2}} \quad (19)$$

Efectuînd integrarea în raport cu dz ținînd seama de faptul că paranteza nu depinde de z, va rezulta :

$$H_y^0 = \frac{I}{2s} \int_0^{\infty} \int_{-b}^{(s-b)} \left[\frac{\sin \frac{\pi}{s} x}{\operatorname{ch} \frac{\pi}{s} y - \cos \frac{\pi}{s} x} + \frac{\sin \frac{\pi}{s} (x+2b)}{\operatorname{ch} \frac{\pi}{s} y - \cos \frac{\pi}{s} (x+2b)} \right] \times \frac{\delta\, dx\, dy}{\sqrt{(x^2 + y^2)(x^2 y^2 + \delta^2)}\left(\sqrt{x^2 + y^2 + \delta^2} + \sqrt{x^2 + y^2}\right)} \quad (20)$$

In această expresie s-au înlocuit limitele $(-\infty, +\infty,)$ referitoare la integrarea în raport cu y, prin $(0, +\infty,)$ dublîndu-se însă valoarea integralei.

Mai departe integrala nu mai poate fi rezolvată analitic și se recurge la metoda integrării grafice, în care scop, pentru comoditate, se vor exprima toate dimensiunile liniare în unități relative, raportate la lățimea șinei s, precum urmează :

$$x_1 = \frac{x}{s}$$

$$y_1 = \frac{x}{s} .$$

In acest caz expresia (20) va duce la o relație de forma :

$$H_y^0 = \frac{I}{2s} \Phi \left[\frac{\delta}{s}, \frac{b}{s} \right] \quad (20a)$$

Valorile funcției $\Phi \left[\frac{\delta}{s}, \frac{b}{s} \right]$ determinate prin integrare grafică sînt indicate în tabela 1.

Tabela 1

$\frac{b}{s}$ \ $\frac{\delta}{s}$	0,2	0,33	0,5	1	3	5
	Valoarea lui $\Phi \left[\frac{\delta}{s}, \frac{b}{s} \right]$					
0,375	1,375	1,04	0,9	0,6	0,227	0,142
0,25	3,34	2,4	1,96	1,33	0,478	0,326
1,125	6,32	5,2	3,50	3,09	0,856	0,413

Reconsiderînd relația (19), pentru cazul limită $\delta \to 0$ și $z \to 0$, expresia de sub integrală va fi egală cu zero în orice domeniu cu excepția domeniului restrîns care cuprinde punctul $x = 0$, $y = 0$, adică punctul de sprijin al arcului.

In acest punct fracția

$$\frac{z}{[x^2 + y^2 + z^2]^{3/2}} \quad (20b)$$

devine foarte mică.

Pentru a efectua integrala în jurul punctului ($x = 0$, $y = 0$) vom considera un cilindru de rază mică ρ, a cărui axă trece prin 0, fig. 2. Se precizează că valoarea lui ρ este astfel aleasă, încît să satisfacă relația :

$$\delta \ll \rho \ll \delta. \qquad (20c)$$

In coordonate cilindrice, elementele expresiei de integrat se exprimă astfel :

$z = r$;
$x^2 + y^2 = r^2$ și
$dx\,dy\,dz = r\,d\varphi\,dr\,dz$.

Menționăm că întrucît în interiorul cilindrului considerat x și y fiind foarte mici, factorul din paranteze va da :

$$\frac{\sin \frac{\pi}{s} 2b}{1 - \cos \frac{\pi}{s} 2b} = \operatorname{ctg} \frac{\pi}{s} b. \qquad (20d)$$

Făcînd toate substituțiile în relația (19) se poate scrie :

$$H_y^0 = \frac{I}{4s\delta} \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi}{s} b\right) \int_0^{\delta}\int_0^{\rho}\int_0^{2\pi} \frac{z^2}{(r^2 + z^2)^{3/2}}\, d\varphi\, dr\, dz ; \qquad (20e)$$

integrînd după $d\varphi$, rezultă :

$$H_y^0 = \frac{\pi I}{4s\delta} \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi}{s} b\right) \int_0^{\delta}\int_0^{\rho} \frac{z^2}{(r^2 + z^2)^{3/2}}\, dr\, dz ; \qquad (20f)$$

integrînd după r :

$$H_y^0 = \frac{\pi I}{2s\delta} \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi}{s} b\right) \int_0^{\delta} \left(1 - \frac{z}{\sqrt{\rho^2 + z^2}}\right) dz \qquad (20g)$$

și în sfîrșit integrînd în raport cu dz se va obține :

$$H_y^0 = \frac{\pi I}{2s\delta} \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi}{s} b\right) [\delta + \rho - \sqrt{\rho^2 + \delta^2}]. \qquad (20h)$$

Anterior s-a precizat că

$$\delta \ll \rho, \qquad (20i)$$

ceea ce conduce la faptul că

$$\sqrt{\rho^2 + \delta^2} \approx \rho. \qquad (20j)$$

In acest caz forma finală a expresiei componentei lui H_y^0, va fi :

$$H_y^0 = \frac{\pi I}{2s} \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi}{s} b\right) \times 10^{-1} \text{ Oe}. \qquad (21)$$

După determinarea celor două componente ale intensității cîmpului H_x și H_y, se trece la ultima etapă a problemei generale, calculul forțelor electromagnetice ce acționează asupra punctului de sprijin al arcului.

4. **Determinarea forțelor electromagnetice.** Expresia forței electromagnetice așa cum s-a precizat anterior este :

$$\bar{K} = \bar{H} \times \bar{I} \qquad (21a)$$

Componentele lui H, au fost determinate și cu ajutorul lor se vor determina componentele forței K :

$$K = \sqrt{K_x^2 + k_y^2}. \qquad (21b)$$

Componența transversală a forței electromagnetice K_x, va fi egală cu :

$$K_x = H_y^0 I. \qquad (22)$$

Inlocuind valoarea lui H_y^0 din (21), se obține :

$$K_x = \frac{\pi I^2}{2s} \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi}{s} b\right) \times 10^{-8} \text{ kg/cm}. \qquad (23)$$

Această componentă tinde să devieze punctul de sprijin al arcului către marginile șinei.

Componenta longitudinală a forței electromagnetice, datorită componentei cîmpului H_x, este dată de relația :

$$K_y = H_x^0 I \qquad (24)$$

Substituind în (24) valoarea lui H_x^0 din (18) valoarea forței K_y va fi :

$$K_y = \frac{\pi I^2}{s} \times 10^{-8} \text{ kg/cm}. \qquad (25)$$

Trebuie remarcat că această componentă a forței ce acționează asupra arcului nu depinde de b, deci de poziția punctului de sprijin de pe șină.

Traiectoriile descrise de punctele de sprijin ale arcului cu mișcarea sa pe o șină. Cunoscînd cele două forțe electromagnetice ce acționează asupra punctelor sale, ne propunem a determina ce formă are parcursul, respectiv traiectoriile descrise de mișcarea punctelor de sprijin ale arcului electric, pe o șină de secțiune dreptunghiulară.

Deducerea expresiei traiectoriilor punctelor de sprijin ale arcului, se va face considerînd :

— că forțele de inerție nu influențează cu nimic mișcarea arcului electric ;

— că direcția forței electromagnetice care acționează asupra arcului $K = \sqrt{K_x^2 + K_y^2}$, coincide în orice moment cu direcția tangentei la tractoria descrisă de arc în deplasarea sa.

Din a doua considerație se poate scrie condiția de paralelism între forța K și elementul de traiectorie, $ds = \sqrt{dx^2 + dy^2}$ sau între componentele lor :

$$\frac{K_x}{dx} = \frac{K_y}{dy} \quad \text{sau} \quad \frac{K_x}{K_y} = \frac{dx}{dy}.$$

Dacă se alege axa y astfel încît să coincidă cu axa de simetrie a șinei, cunoscînd expresiile celor două forțe :

$$K_x = \frac{\pi I^2}{2s} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{s} x\right) \cdot 10^{-8} \text{kg/cm} \qquad (26)$$

$$K_y = \frac{\pi I^2}{s} \times 10^{-8} \text{ kg/cm}, \qquad (27)$$

prin substituirea acestor valori în condiția de paralelism se mai sus, se obține:

$$\frac{dx}{dy} = \frac{1}{2} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{s} x\right). \qquad (28)$$

Considerînd punctul inițial de sprijin al arcului de coordonate x_0, y_0 și integrînd, rezultatul va fi:

$$y - y_0 = \int_{x_0}^{x} 2 \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi}{s} x\right) dx, \qquad (29)$$

sau:

$$y - y_0 = 2\frac{s}{\pi} \ln \frac{\sin \frac{\pi}{s} x}{\sin \frac{\pi}{s} x_0} \qquad (30)$$

ceea ce reprezintă ecuația traiectoriilor căutate. In fig. 5 sunt indicate traiectoriile obținute după ecuația de mai sus prin calcul. In legătură cu expresia traiectoriilor și cu forma lor așa cum reiese din figură, trebuie menționate următoarele:

— dacă în poziție inițială $x = 0$ și $y = 0$, traiectoria coincide cu axa y;

— dacă în poziție inițială arcul este deviat spre dreapta axei de simetrie, atunci întreaga traiectorie se va așterne la dreapta acestei axe; în mod analog se petrec lucrurile dacă punctul inițial al arcului va ocupa o poziție în stînga axei de simetrie;

— la marginea șinei pentru $x = \frac{s}{2}$, traiectoriile sînt perpendiculare, lucru observat experimental.

In fig. 5 sînt indicate prin puncte rezultatele obținute experimental. Coincidența rezultatelor experimentale cu cele din calcul confirmă valabilitatea celor menționate mai sus, pentru șinele de grosime foarte redusă.

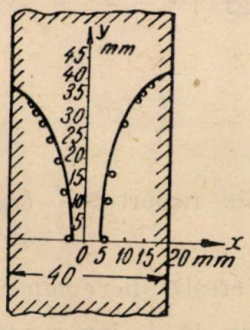


Fig. 5.

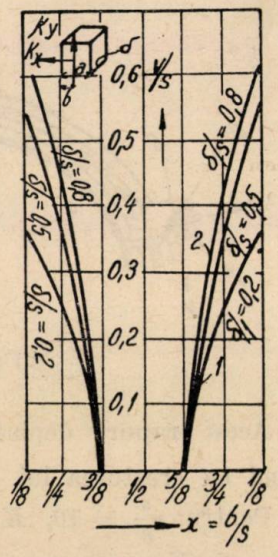


Fig. 6.

Pentru șinele de grosime finită, la care componenta forței electromagnetice transversale a fost determinată prin integrare grafică, rezultatele obținute prin calcul sînt indicate în fig. 6, care reprezintă traiectoriile arcului, funcție de $x = \frac{b}{s}$, pentru diferite rapoarte $\frac{\delta}{s}$.

Pentru cazul șinelor de grosime finită, trebuie menționat următoarele:

— traiectoriile arcului nu mai sînt perpendiculare la marginile șinei, ci formează un unghi obtuz care crește cu raportul $\frac{\delta}{s}$

— cu cît raportul $\frac{\delta}{s}$ este mai mare, cu atît arcul străbate un drum mai mare pînă să ajungă la marginile șinei, avînd o viteză mai mare.

B. Aplicații ale forțelor electromagnetice create de cîmpul magnetic de autosuflaj

In partea întîia a lucrării (A), s-au dedus formulele ce dau valoarea forțelor electromagnetice care acționează în mișcarea punctelor de sprijin ale arcului electric, datorită cîmpului magnetic creat de curentul propriu al arcului, ce trece prin contactele și coarnele de suflaj ale aparatelor — întreruptori automați sau contactori.

In continuare vor fi indicate o serie de cazuri particulare în care vor fi arătate efectele acestor forțe electromagnetice pentru diferite forme de coarne de suflaj.

1. **Coarne de suflaj în formă de șină, de secțiune dreptunghiulară.** *Șină de grosime finită.* Forțele electromagnetice ce vor acționa în mișcarea punctelor de sprijin ale arcului electric, sînt date de formulele următoare:

$$K_x = \frac{I^2}{2s} \Phi\left[\frac{\delta}{s}, \frac{b}{s}\right] \times 10^{-8} \text{kg/cm} \qquad (a,1)$$

$$K_y = \frac{I^2}{2s}\left[\operatorname{arc\,tg} \frac{s-b}{\delta} + \operatorname{arc\,tg} \frac{b}{\delta} + \right.$$

$$\left. + (s-b) \ln \frac{\sqrt{(s-b)^2 + \delta^2}}{s-b} + b \cdot \ln \frac{\sqrt{b^2+\delta^2}}{b}\right] 10^{-8} \text{kg/cm}$$

în care diferitele notații se referă la fig. 1. Valorile funcției $\Phi\left(\frac{\delta}{s}, \frac{b}{s}\right)$ ce intră în formula lui K_x, determinate prin integrare grafică sînt arătate în tabela 1.

In baza relațiilor (a,1) și tabelei 1, s-au construit curbele ce dau valoarea forțelor K_x și K_y pentru coarne de suflaj de secțiune dreptunghiulară (fig. 7) funcție de diferite grosimi. După forma acestor curbe se poate observa că forțele K_x și K_y cresc cu scăderea grosimii δ, atingînd cea mai mare valoare pentru cazul unui corn de suflaj, de grosime infinit mică.

Șină de grosime foarte mică ($\delta \to 0$). In acest caz, cum rezultă și din calculul analitic anterior, expresiile forțelor vor fi :

$$K_x = \frac{\pi I^2}{2s} \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi}{s} b\right) \times 10^{-8} \text{ kg/cm} \qquad (b,1)$$

$$K_y = \frac{\pi I^2}{s} \times 10^{-8} \text{ kg/cm}$$

Din formulele (b,1) rezultă :

— Componenta longitudinală a forței electro-

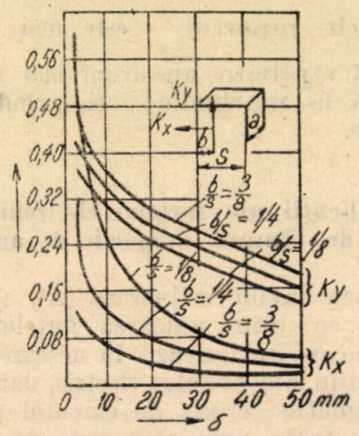


Fig. 7.

magnetice K_y, nu depinde de „b", deci de poziția punctului de sprijin al arcului electric.

— Componenta transversală a forței electromagnetice K_x, are valoarea zero pentru valoarea $b = \frac{s}{2}$, adică atunci cînd punctul de sprijin al arcului se află pe axa de simetrie a cornului de suflaj. Această componentă apare numai atunci cînd arcul electric se deplasează pe o parte sau pe alta a axei de simetrie a cornului de suflaj și crește cu valoarea deplasării arcului față de axa de simetrie. Efectul ei este că tinde să devieze arcul și să-l apropie de pereții camerelor de stingere pe care ar putea să-i deterioreze.

Mișcarea arcului pe fața îngustă (grosimea) a unui corn de secțiune dreptunghiulară (fig. 9,a) In acest caz prezintă interes numai componența forței electromagnetice longitudinale K_y a cărei valoare se va obține în modul următor :

— în formula lui K_y din (a,1) se va înlocui $b = \frac{s}{2}$ adică se va considera că punctul de sprijin al arcului electric se deplasează pe axa de simetrie a șinei, pe fața lată ; va rezulta ;

$$K_y = \frac{2I^2}{s\delta}\left[\delta \operatorname{arc\,tg} \frac{s}{\delta} + \frac{s}{2} \ln \frac{\sqrt{s^2 + 4\delta^2}}{s}\right] \times \times 10^{-8} \text{ kg/cm} \qquad (c,1)$$

— după aceea considerăm că punctul de sprijin al arcului se mișcă pe axa de simetrie a feței înguste a șinei cornului (fig. 8,a) ; în acest caz pentru a determina forța electromagnetică longitudinală, K_{y_1} nu avem decît să facem în (c,1) schimbarea lui s, în δ și invers

$$K_{y_1} = \frac{I^2}{s\delta}\left[2\delta \operatorname{arc\,tg} \frac{\delta}{2s} + \frac{1}{2} \delta \ln \frac{\sqrt{\delta^2 + 4s^2}}{\delta^2}\right] \times \times 10^{-8} \text{ km/cm} \qquad (c,2)$$

Făcînd raportul forțelor electromagnetice longitudinale K_{y_1} și K_y, adică efortul ce se exercită asupra punctului de sprijin al arcului cînd

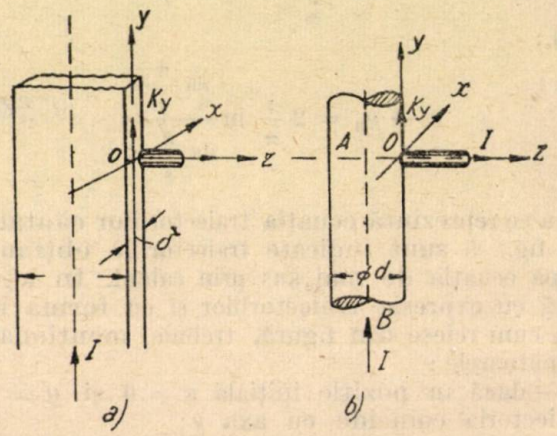


Fig. 8.

aceasta se mișcă pe fața îngustă a unei șine, respectiv pe fața lată, după unele simplificări se obține :

$$\frac{K_{y_1}}{K_y} = \frac{4\frac{s}{\delta} \operatorname{arc\,tg} \frac{\delta}{2s} + \ln\left(1 + 4\frac{s^2}{\delta^2}\right)}{4 \operatorname{arc\,tg} \frac{s}{\delta} + \frac{s}{\delta} \ln\left(1 + 4\frac{\delta^2}{s^2}\right)} \qquad (31)$$

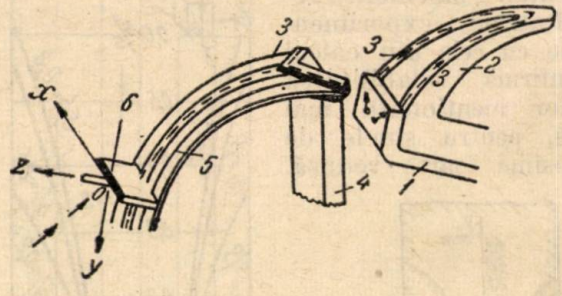


Fig. 9.

Acest raport depinde de raportul $\frac{s}{\delta}$ crescînd cu creșterea lui.

Pentru $\frac{s}{\delta} = 10$, K_{y_1}, crește în comparație cu K_y cu aproximativ 45%, iar pentru $\frac{s}{\delta} = 100$, K_{y_1} este egal cu aproape 1,9 K_y.

Se poate deci observa că o dată cu creșterea lui K_{y_1} va crește și viteza de mișcare a punctelor

de sprijin ale arcului electric pe muchii ascuțite sau înguste, fiind mai mare decît în cazul mișcării pe suprafața netedă a coarnelor. De aceea se recomandă utilizarea coarnelor de suflaj cu nervuri sau proeminențe, așa cum se poate observa în fig. 9.

Inafară de aceasta, creșterea vitezei de deplasare a punctelor de sprijin ale arcului, mai apare pozitiv și faptul că nervurile sau proeminențele practicate pe axa de simetrie a coarnelor de suflaj, dirijează mișcarea arcului numai pe axă, adică pe mijlocul cornului, diminuiază efortul forței electromagnetice transversale K_x, înlătură devierea arcului către pereții camerii de stingere evitîndu-se astfel deteriorarea lor.

Dacă nervurile sau proemiențele longitudinale de pe coarne duc la creșterea vitezei de deplasare a arcului, trebuie limitată totuși mișcarea sa, peste un anumit domeniu. Acest lucru este realizabil prin nervuri sau pereți transversali aplicați pe cornul de suflaj așa cum apare pe fig. 9, poziția *6*.

Cînd arcul a ajuns la pragul 6, forța K_y se anulează complet, iar dacă pînă acolo sau acolo punctul de sprijin se află pe nervura longitudinală, atunci și forța K_x va fi nulă.

Deci efectul pragului 6 din fig. 9, este de a limita răspîndirea arcului electric și se poate aplica cu succes în cazul aparatelor care nu sînt echipate cu bobină de suflaj. In cazul aparatelor cu suflaj exterior — bobină de suflaj — arcul poate fi suflat peste pragul indicat deci în acest caz nu se recomandă utilizarea unui asemenea prag.

2. **Coarne de suflaj de secțiune rotundă.** Coarnele de suflaj de secțiune rotundă sînt o aplicație a mișcării punctelor de sprijin ale arcului electric pe suprafața unui conductor cilindric (fig. 8 ,*b*) de diametru *d*. In acest caz cîmpul magnetic ce acționează asupra arcului este creat de jumătatea infinită a conductorului *AB*, este dirijat de-a lungul axei *Ox* și are valoarea :

$$H_x = \frac{I}{4\pi r} = \frac{I}{2\pi d} \times 10^{-1} \text{ Oe.} \qquad (32)$$

Forța electromagnetică ce acționează în punctul de sprijin al arcului pe suprafața conductorului cilindric va fi dată de formula :

$$K_y = H_x I, \qquad (33)$$

adică :

$$K_y = \frac{I^2}{2\pi d} \times 10^{-8} \text{ kg/cm.} \qquad (34)$$

In acest caz arcul electric se va mișca numai sub influența forței electromagnetice de autosuflaj, K_y, dată de formula de mai sus, adică de-a lungul unei generatoare a cilindrului.

Este important de subliniat că :

— efortul K_y, crește cu scăderea diametrului cornului de suflaj ;

— din compararea forțelor electromagnetice *Ky*, create de o șină și un cilindru, aceste forțe sînt egale dacă este satisfăcută relația :

$$\frac{I^2\pi}{s} = \frac{I^2}{2\pi d}, \qquad (35)$$

adică, dacă avem

$$d = \frac{s}{2\pi^2} \approx \frac{s}{20}. \qquad (36)$$

Practic nu este însă posibil să se aplice coarne de suflaj atît de subțiri, deoarece ele pot fi deteriorate sau chiar topite de arcul electric. Se poate observa totuși avantajul utilizării coarnelor de secțiune rotundă.

Forme constructive de contacte pentru autosuflaj care favorizează mișcarea punctelor de sprijin, ale aerului prin cîmpul magnetic de autosuflaj. Contacte crestate. Considerînd avantajele pe care le oferă mișcarea arcului sub influența cîmpului electromagnetic pe fața îngustă a unei șine de secțiune dreptunghiulară, indicată anterior, se recomandă și pentru contacte o formă constructivă corespunzătoare acestei situații favorabile.

Asemenea formă de contact, se obține prin contacte cu crestături. Rolul crestăturilor este de a împărți contactul într-o serie de porțiuni înguste, care vor oferi arcului posibilitatea de a se mișca cu o viteză mai mare, exact cum se întîmplă în cazul mișcării pe muchia îngustă a șinelor de secțiune dreptunghiulară (fig. 11). In acest caz, forța electromagnetică transversală K_x fiind simțitor redusă arcul va avea posibilități reduse să fie deviat de la axele de simetrie ale porțiunilor obținute prin crestături.

Fig. 10 reprezintă un contact împărțit în 3 porțiuni, fiecare avînd drept axă de simetrie,

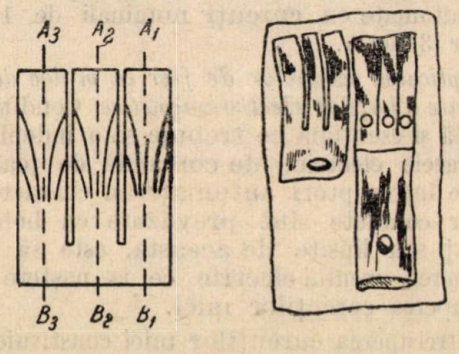


Fig. 10.

A1 B1, *A2 B2* respectiv *A3 B3*. Arcul ce se mișcă pe un asemenea contact are tendința de a fi deviat, după cum se observă pe figură.

Adică, arcul ce se naște în intervalul dintre axele *A1 B1*, *A3*, *B3* fiind deviat de forța transversală K_x, va nimeri la crestături, și de acolo pe muchiile acestora se va mișca sub

influența componentei longitudinale K_y. Numai arcul ce se naște în dreapta axei $A1$ $B1$ și în stînga axei $A3$ $B3$ va fi deviat către marginile contactului. Pentru a evita însă și această posibilitate, se rotunjesc părțile din stînga axei $A3$ $B3$ și din dreapta axei $A1$ $B1$. Prin practicarea crestăturilor în contacte, nu se influențează prea mult asupra îmbunătățirii încălzirii și uzurii contactelor și se ajunge la o ridicare simțitoare a influenței componentei longitudinale K_y, care crește de aproximativ 1,5 ori.

Contacte cu formă constructivă combinată,

1) *Contacte cu crestături și rotunjiri.* O altă formă constructivă în care este aplicat în mod

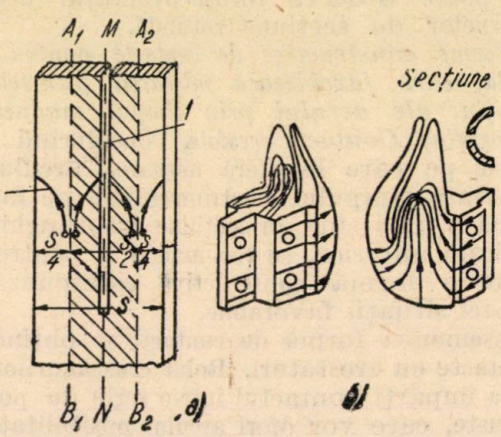


Fig. 11.

combinat avantajul crestăturilor și al formelor cilindrice, în mișcarea punctelor de sprijin ale arcului, este indicată în fig. 11.

Contactul din fig. 11, *b* este realizat principial dintr-o șină dreptunghiulară (fig. 11, *a*), îndoită în formă semicilindrică și cu o crestătură după axa *MN*. O asemenea formă de contact s-a dovedit a lucra foarte sigur la o serie de automate cu curenți nominali de 1 000 și chiar 3 000 A.

Aplicarea scoabelor de fier ca mijloc de intensificare a forțelor electromagnetice. Condiția principală și esențială ce trebuie să o îndeplinească aparatele electrice de comandă de joasă tensiune întreruptori automați sau contactori, ale căror contacte sînt prevăzute cu bobină de suflaj sau lipsite de aceasta, este să asigure stingerea arcului electric ce ia naștere la întreruperea curenților mici.

Intreruperea curenților mici constituie o problemă, deoarece forțele electromagnetice K, ce acționează asupra arcului electric, provocînd mișcarea punctelor sale de sprijin, sînt proporționale cu patratul valorii curentului.

Dacă aceste forțe, la întreruperea curenților de intensitate mare ating valori serioase, în cazul întreruperii curenților mici, capătă o valoare suficientă pentru deplasarea punctelor de sprijin ale arcului.

Alungirea arcului prin mărirea cursei contactelor care este o cale de îmbunătățire a condițiilor de lucru ale aparatelor, duce la complicarea și la scumpirea lor. De asemenea crestăturile se dovedesc uneori a fi insuficient de satisfăcătoare, deși ele duc la creșterea considerabilă a efortului electromagnetic longitudinal K_y.

a) *Aplicarea scoabelor de fier la contacte.* Așa cum s-a arătat încă de la începutul lucrării, este recomandabil ca un mijloc bun de intensificare a intensității cîmpului magnetic de autosuflaj transversal, deci a forței electromagnetice longitudinale, utilizarea scoabelor de fier în construcția de contact.

Prezența scoabelor de fier la contacte duce la o stingere sigură a arcului la curenți mici și la o cursă a contactelor mică.

Un sistem de contacte cu scoabe de fier este indicat în fig. 12. Forțele longitudinale ale

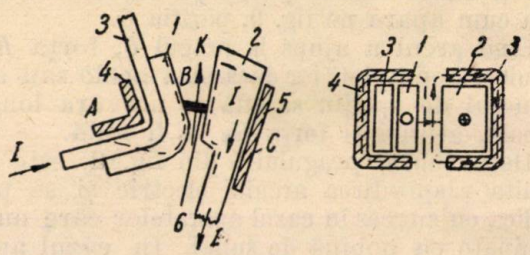


Fig. 12.

cîmpului magnetic transversal intensificat simțitor prin prezența scoabelor, acționează asupra arcului electric, deplasîndu-l în sus. In fig. 12 este arătată și o secțiune a contactelor cu scoabe de fier pe care se pot observa : direcția curentului în contacte și fluxul magnetic în scoabe. In deschiderea dintre contacte fluxurile magnetice ale ambelor scoabe se însumează.

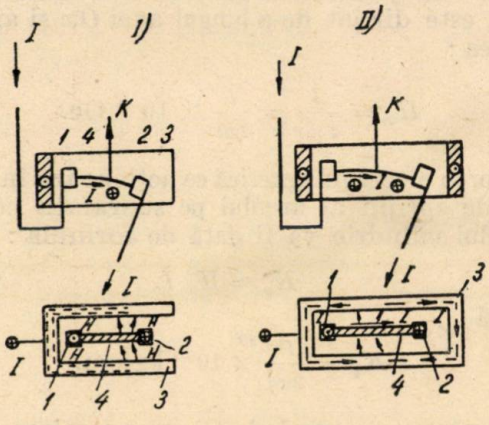


Fig. 13.

b) *Aplicarea scoabelor de fier la camerele de stingere ale întrerupătorilor automați și contactorilor.* Intensificarea cîmpului magnetic și deci a forțelor electromagnetice în regiunea contac-

telor întreruptorilor şi contactorilor se mai poate obţine şi prin aplicarea scoabelor de fier, care înconjoară întreaga cameră de stingere ce îmbracă contactul. In fig. 13, sînt indicate două tipuri de asemenea aplicaţii de scoabe de fier.

Se pot observa direcţiile curenţilor şi fluxurilor magnetice care crează forţa K, ce acţionează asupra arcului, deplasîndu-l în sus.

Scoaba deschisă (I) oferă la crearea forţei electromagnetice, numai cîmpul magnetic dat de curentul din contactul fix şi legătura flexibilă. La scoaba închisă (II) este folosit cîmpul magnetic al curenţilor ambelor contacte, atît cel fix cît şi cel mobil. Pentru acest motiv scoaba închisă este mai eficace decît cea deschisă.

Concluzii :

1. In aparatele de joasă tensiune, întreruptori automaţi sau neautomaţi şi contactori, ale căror contacte nu sînt echipate cu bobine de suflaj care să creeze cîmpul magnetic de suflaj, asupra arcului electric acţionează forţele electromagnetice datorite cîmpului magnetic de autosuflaj creat de curentul propriu al arcului, ce trece prin contacte şi coarnele de suflaj.

2. La mişcarea punctelor de sprijin ale arcului electric pe o şină de secţiune dreptunghiulară iau naştere două componente ale forţei electromagnetice, una transversală K_x ce deviază arcul către marginile şinei, şi alta longitudinală K_y.

3. La mişcarea arcului pe axa de simetrie a şinei dreptunghiulare componenţa electromagnetică transversală K_x este nulă.

Acest lucru duce la rezultate pozitive prin executarea de proeminenţe sau nervuri pe axa de simetrie a coarnelor de suflaj.

4. La mişcarea arcului pe partea îngustă a unei şine dreptunghiulare, componenta longitudinală a forţei electromagnetice K_y creşte simţitor, creşte şi viteza de deplasare a arcului, este micşorat efectul forţei transversale K_x, de deviere a arcului. Acest lucru duce la rezultate pozitive, prin executarea crestăturilor în contacte, cît şi prin utilizarea de contacte şi coarne cu suprafaţa cilindrică, care să permită deplasarea longitudinală a arcului electric.

Proeminenţele sau pragurile transversale pe direcţia de mişcare a arcului electric, frînează mişcarea punctelor sale de sprijin, reducînd componenta forţei electromagnetice longitudinale, K_y.

5. Utilizarea contactelor crestate asigură protecţia pereţilor camerelor de stingere faţă de arcul electric.

6. Scoabele de fier ce îmbracă contactele sau camerele de stingere ale aparatelor duc la intensificarea cîmpului magnetic, la uşurarea şi îmbunătăţirea condiţiilor stingerii arcului electric la întreruperea curenţilor mici.

Bibliografie

[1] *Tamm I. E.* : Bazele teoriei electricităţii, Ed. Tehnică 1952

[2] *Neimann, L. R. Kalantarov P. L.* : Teoreticeskie osnovi elektrotehniki, III, Gosenergoizdat, 1954.

[3] *Bron O. B.* : Dvejenie elektriceskoi dughi v magnitnom pole, Moscova-Leningrad, Energoizdat, 1944.

[4] *Babakov N.* : Dvijenie dughi v uzkih sceliah, Moscova-Leningrad, Energoizdat, 1948.

[5] *Bron O. B.* şi *Mozalevskii A. V.* : Putiusoverşenstvovaniia komutiruiuscih elementov avtomaticeskoi apparaturi Sbornik, Elektrosila, nr. 9 1951.

[6]. *B. H.* eg : Elekttromagnitnîe rasceoti, Moscova-Leningrad, Energoizdat, 1934.

[7] *Predoiu C. A.* : Cinematica şi dinamica sistemului de contact la contactori, Electrotehnica, nr. 2—3/1955

[8] *Cosmin Gh.* : Suflajul magnetic la întreruptorii în aer. Electricitatea, nr. 3/1952.

★

МАГНИТНОЕ АВТОДУТЬЕ И ЕГО ПРИМЕНЕНИЯ В НИЗКОВОЛЬТНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТАХ УПРАВЛЕНИЯ

Резюме

Анализируя влияние магнитного поля на работу электроаппаратов управления, дается общий расчетный метод определения сил магнитного поля самогашения созданного электрическим током проходящем через контакты и воспомогательные детали контактной конструкции — соответственно гасительные рога.

После аналитического определения общего выражения сил магнитного поля самогашения, представляются некоторые частные применеиия нв которых выводятся заключения о преимуществах различных конструктивных формах чаще всего вс речающихся в автоматических электрических аппаратах управления и в контакторах, в свете опытов и работ советских инжинеров в особенности инжинеров О. Б. Брона и Бабакова.

Analiza segmentului de linie ca filtru pentru unde ultrascurte

Ing. L. KOLLAR

621.392.52.029.62

Se analizează un segment de linie cuplat paralel cu linia principală şi scurtcircuitat la un capăt ca filtru pentru unde ultrascurte. Sînt date grafice care reprezintă repartizarea tuturor benzilor de trecere posibile în toată gama de unde în funcţie de dimensiunile liniilor. Se dă deducţia matematică a graficelor.

Din teoria liniilor fără pierderi la frecvenţe foarte înalte se ştie că în funcţie de lungimea acestor linii, ele pot fi echivalente cu condensatori, cu bobine sau cu circuite de rezonanţă în serie şi în paralel. Astfel segmentele de linie pot fi folosite în schemele filtrelor electrice ca bipoli sau cuadripoli.

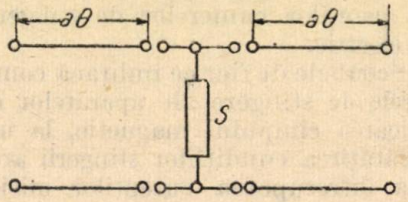


Fig. 1.

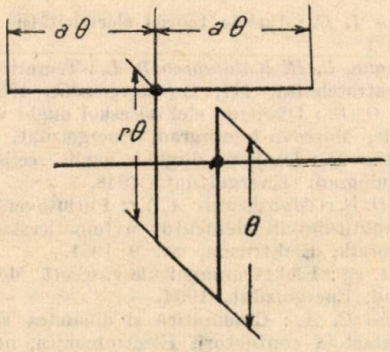


Fig. 2.

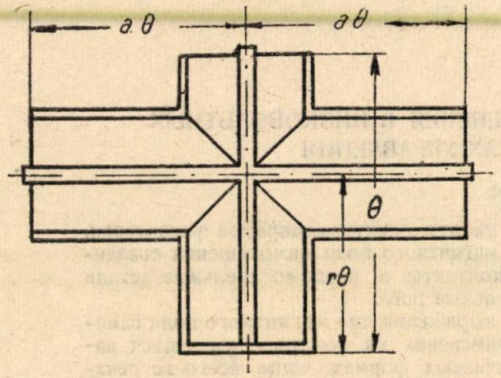


Fig. 3.

In fig. 1 şi 2 este reprezentată în principiu aceeaşi celulă de filtru însă în primul caz din segmente de linii bifilare, iar în cazul doi din segmente de cablu coaxial. Din desene reiese clar, că schimbînd parametrii θ, *a* şi *r* se poate obţine un mare număr de scheme cu caracteristici diferite.

Cuplarea în paralel a segmentului se poate înlocui cu schema echivalentă din fig. 3.

Matricele cuadripolului complet din fig. 3 se obţin prin înmulţirea matricelor părţilor componente. Astfel avem :

$$\begin{Vmatrix} \mathrm{ch}g & Z_c \,\mathrm{sh}g \\ \frac{\mathrm{sh}g}{Z_c} & \mathrm{ch}g \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} \cos a\theta & jZ_0 \sin a\theta \\ \frac{j \sin a\theta}{Z_0} & \cos a\theta \end{Vmatrix} \times$$

$$\times \begin{Vmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{S} & 1 \end{Vmatrix} \times \begin{Vmatrix} \cos a\theta & jZ_0 \sin a\theta \\ \frac{j \sin a\theta}{Z_0} & \cos a\theta \end{Vmatrix} =$$

$$= \begin{Vmatrix} \cos^2 a\theta - \sin^2 a\theta + j\frac{Z_0}{S} \sin a\theta \cos a\theta & j2 Z_0 \sin a\theta \cos a\theta \frac{Z_0^2}{S} \sin^2 a\theta \\ \frac{j2 \sin a\theta \cos a\theta}{Z_0} + \frac{\cos^2 a\theta}{S} & \cos^2 a\theta \sin^2 a\theta + j\frac{Z_0}{S} \sin a\theta \cos a\theta \end{Vmatrix}$$

unde :

g este constanta de propagare a cuadripolului complet;

Z_c — impedanţa caracteristică a cuadripolului complet;

Z_0 — impedanţa caracteristică a segmentului de linie;

$\theta^*) = \frac{\omega l}{V}$ — lungimea electrică a segmentului de linie, cu lungimea fizică l, frecvenţa unghiulară ω şi viteza de propagare a undelor pe linie $V = \frac{3 \cdot 10^{10}}{\sqrt{\varepsilon}}$ cm/s;

ε — permeabilitatea dielectricului.

Comparînd elementele matricei date şi celei calculate găsim :

$$\mathrm{ch}g = \cos^2 a\theta - \sin^2 a\theta + j\frac{Z_0}{S} \sin a\theta \cos a\theta =$$

$$= \cos 2a\theta + j\frac{Z_0}{2S} \sin 2a\theta, \qquad (1)$$

$$\frac{\mathrm{sh}g}{Z_c} = j\,\frac{2 \sin a\theta \cos a\theta}{Z_0} + \frac{\cos^2 a\theta}{S}, \qquad (2)$$

$$Z_c \,\mathrm{sh}g = j\,2Z_0 \sin a\theta \cos a\theta - \frac{Z_0^2}{S} \sin^2 a\theta. \qquad (3)$$

*) liniile sînt considerate fără pierdere.

Impărțind egalitatea (3) la (2) găsim formula impedanței

$$Z_c = Z_0 \sqrt{\frac{j2S \sin a\theta \cos a\theta - Z_0 \sin^2 a\theta}{j2S \sin a\theta \cos a\theta + Z_0 \cos^2 a\theta}} =$$

$$= Z_0 \sqrt{\frac{1 + j\frac{Z_0}{2S} \operatorname{tg} a\theta}{1 - j\frac{Z_0}{2S} \operatorname{ctg} a\theta}}, \qquad (4)$$

Ca și la orice filtru electric și aici frecvențele de tăiere a spectrului de trecere se află egalînd expresia pentru Z_c cu zero și cu infinit. In cazul nostru această egalitate va fi adevărată cînd :

$$S = -j\frac{Z_0}{2} \operatorname{tg} a\theta, \qquad (5)$$

$$S = j\frac{Z_0}{2} \operatorname{ctg} a\theta. \qquad (6)$$

Aceste expresii sînt generale și S poate fi orice rezistență reactivă. Deoarece în expresia (5) și (6) frecvența intră ca funcție trigonometrică, reiese că acest filtru va avea infinit de multe

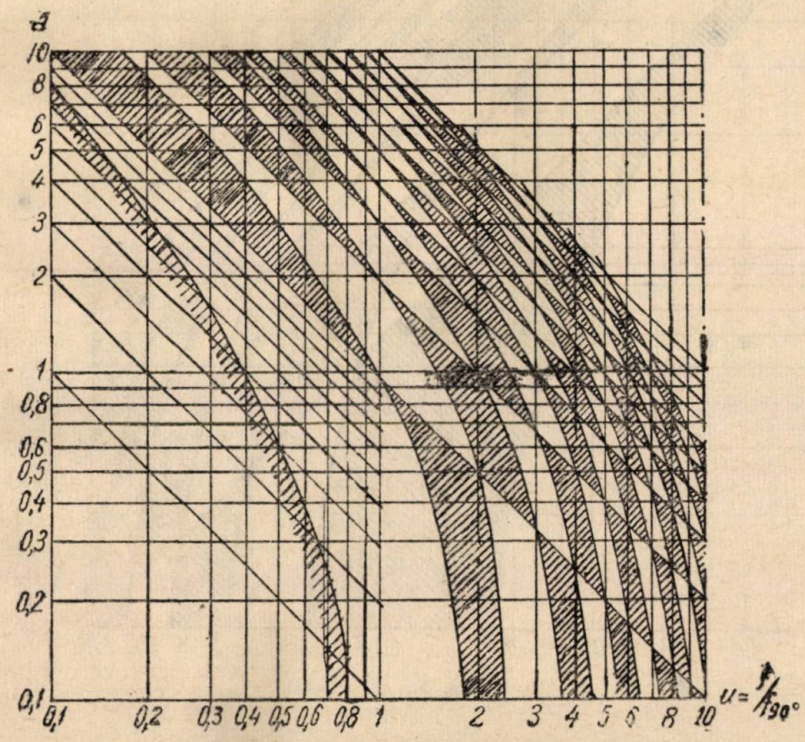


Fig. 4.

benzi de trecere. Această proprietate este comună pentru toate filtrele simple din segmente de linie. La construirea filtrelor din segmente de linie o mare importanță are alegerea lungimilor l și θ în așa fel ca banda de trecere dorită să apară acolo unde este nevoie, iar cele parazite acolo unde nu prezintă nici un pericol.

Avînd în vedere cazul concret din fig. 1 și 2, considerînd impedanța caracteristică a segmentului cuplat în paralel egală cu impedanța caracteristică a liniei principale, putem scrie :

$$S = \frac{jZ_0 \operatorname{tg} r\theta \,[-jZ_0 \operatorname{ctg} (1-r)\theta]}{jZ_0 \operatorname{tg} r\theta - jZ_0 \operatorname{ctg} (1-r)\theta} =$$

$$= jZ_0 \frac{1 + \operatorname{tg}\theta \operatorname{tg} r\theta}{\operatorname{ctg} r\theta + \operatorname{tg} r\theta}. \qquad (7)$$

Cazul *1.* Pentru cazul particular cînd $r = 1$, care corespunde unui segment în scurtcircuit cuplat paralel, egalitatea (7) se simplifică :

$$S = jZ_0 \operatorname{tg}\theta. \qquad (8)$$

Inlocuind în expresiile (1) și (4) pe S cu valoarea lui din (8), primim

$$\operatorname{ch} g = \cos 2a\theta + \frac{1}{2} \sin 2a\theta \operatorname{tg}\theta \qquad (9)$$

$$Z_c = Z_0 \sqrt{\frac{1 + \frac{1}{2} \operatorname{tg} a\theta \operatorname{ctg}\theta}{1 - \frac{1}{2} \operatorname{ctg} a\theta \operatorname{ctg}\theta}}. \qquad (10)$$

Frecvențele de tăiere ale filtrului se află egalînd $Z_c = 0$ și $Z_c = \infty$. Astfel egalitățile care exprimă toate tăierile posibile vor fi :

$$\operatorname{tg} a\theta = -2 \operatorname{tg}\theta \text{ sau } \operatorname{tg} a\theta = \infty \qquad (11)$$

$$\operatorname{ctg} a\theta = 2 \operatorname{tg}\theta \text{ sau } \operatorname{ctg} a\theta = \infty. \qquad (12)$$

Aceste relații între a și θ sînt reprezentate grafic în fig. 4.

Pe grafic sînt arătate benzile de trecere și de eliminare ale filtrului respectiv ca funcție de a și u. Din (11) avem :

$$a\theta = \operatorname{arc\,tg}(-2 \operatorname{tg}\theta),$$

deci pentru orice valoare a lui θ se poate afla valoarea corespunzătoare lui a. Valoarea u se află din raportul $u = \frac{\theta}{90}$. Deci $u = \frac{l}{l_{90}}$ este frecvența raționalizată la $f_{90°}$, frecvența pentru care lungimea electrică a liniei (θ) este egală cu 90°. Suprafața dintre valorile a și u, deduse în acest fel, reprezintă prima familie de tăiere dintre benzile de trecere și cele de eliminare. A doua familie se poate afla din egalitatea

$$\operatorname{tg} a\theta = \infty,$$

de unde reiese că

$$a\theta = (2n + 1)\, 90°,$$

unde n este orice număr întreg.

Inlocuind $\theta = u\ 90°$ găsim

$$a = \frac{(2n+1)}{u}.$$

Această relație reprezintă seria de linii drepte sub unghi de 45° din punctele $u = 1, 3, 5, \ldots A$ doua ecuație din (12) reprezintă drepte paralele din $a = 2, 4, 6, \ldots$

Astfel în fig. 4 sînt reprezentate toate benzile de trecere posibile ale filtrului respectiv pentru valorile lui a și u de la 0,1 pînă la 10. Frecvențele la care se obțin atenuări infinite sînt reprezentate cu linii punctate.

Dacă așezăm rigla orizontal pe o valoare oarecare a lungimii a, atunci de-a lungul liniei se pot vedea benzile de trecere (suprafețele nehașurate) ale filtrului, avînd valoarea respectivă a lui a. Din grafic se vede că pentru valorile lui a mai mici decît 1 obținem benzi de trecere în gama mai largă; dar acest lucru poate cauza cîteodată greutăți în construcție mai ales la cable coaxiale, unde diametrul cablului poate fi mai mare decît lungimea găsită prin calcul. Pentru $a = 1$ se unesc două benzi de trecere, dar aici există pericolul că la cele mai neînsemnate erori în lungime să avem atenuare în mijlocul benzii de trecere cînd $u = 1$. In cazul cînd se cere o bandă de trecere largă, se recomandă $a = 1$ de la $u = 0{,}4$ pînă la $u = 1$, care permite lărgimea de bandă 0,6.

De exemplu se cere un filtru electric pentru transmiterea frecvențelor de la 2 700 MHz pînă la 3 300 MHz, ceea ce corespunde schimbării de frecvență cu $\pm$ 10% în jurul frecvenței medii. Seria benzilor aproximativ corespunzătoare apar la $u = 1$ și cu valorile lui a egale cu 1,5; 2,5; 3,5 ș.a.m.d. Pentru $a = 3{,}5$ avem banda de trecere de la $u = 0{,}9$ pînă la $u = 1{,}1$ ceea ce corespunde devierii $\pm$ 10% de la frecvența medie. Deci dacă frecvența medie se află la $u = 1$ și $f = 3\,000$ MHz atunci $l = \frac{\lambda}{4}$ cînd lungimea de undă $\lambda = 10$ cm, deci $l = 2{,}5$ cm.

Cu ajutorul formulei (9) se poate calcula atenuarea proprie a filtrului. Aceste filtre în general au atenuare mică, aproximativ 1,2 neperi (10 dB), de aceea în construcții se întrebuințează 6 sau chiar mai multe celule cuplate în serie.

Cazul 2. Analizăm al doilea caz particular, $r = 0{,}5$. Atunci formula (7) se poate transcrie

$$S = jZ_0 \frac{\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}}{1 - \operatorname{tg}^2\frac{\theta}{2}} = j\frac{Z_c}{2}\operatorname{tg}\theta. \qquad (13)$$

Inlocuind valoarea lui S în (1) și (4) găsim

$$ch\gamma = \cos 2a\theta + \sin 2a\theta \operatorname{tg}\theta \qquad (14)$$

$$Z_0 = Z_0\sqrt{\frac{1 + \operatorname{tg} a\theta \operatorname{ctg}\theta}{1 - \operatorname{ctg} a\theta \operatorname{ctg}\theta}}. \qquad (15)$$

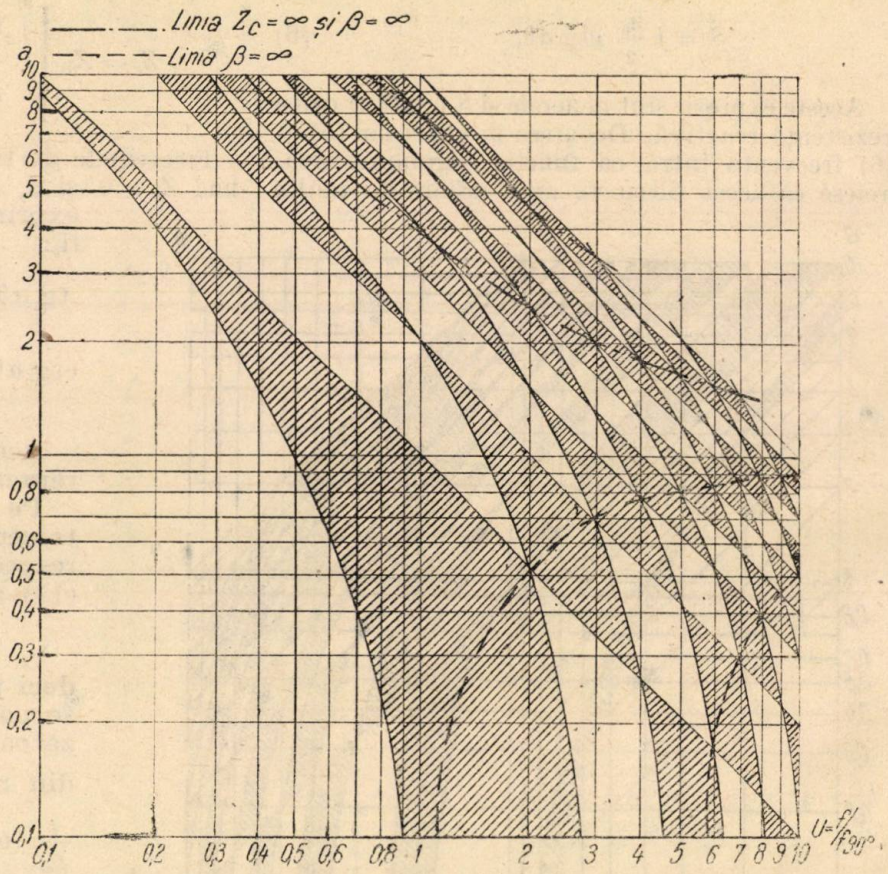


Fig. 5.

Aflăm ecuațiile pentru calculul frecvențelor de tăiere:

$$\operatorname{tg} a\theta = -\operatorname{tg}\theta \text{ sau } \infty \qquad (16)$$

$$\operatorname{ctg} a\theta = \operatorname{tg}\theta \text{ sau } \infty \qquad (17)$$

Prima ecuație din (16) are rădăcină $a\theta = -\theta$. Deoarece fizic nici a și nici θ nu poate avea valori negative, o asemenea soluție este incompatibilă. De aceea vom avea o singură familie de tăiere. In fig. 5 sînt reprezentate grafic aceste tăieri. Aceste grafice au fost construite după

același raționament ca și fig. 4 și se întrebuințează în același mod.

Avînd aceste grafice și asemănătoare pentru celelalte tipuri de filtre se poate alege întodeauna filtrul electric pentru unde ultrascurte în așa fel ca benzile de trecere parazite să fie în limitele frecvențelor care nu interesează. Legînd în serie diferite tipuri de filtre ele se pot completa în așa fel încît să rămînă o singură bandă de trecere acolo unde este nevoie.

Bibliografie:

Kliațkin I. G. și *Afanasiev B. P.*: Teoreticeschie osnovi radiotehnichi, vîp. III, B.K.A.C., 1947.

Sanderman E. K.: Transmission line filters, Wireless Engineer, I, 1949.

Hansfriche dr. ing.: Schwigungkreise des Dezimeterwellen gebietes Funk und Ton, nr. 9/1953.

★

АНАЛИЗ ОТРЕЗКА ЛИНИИ КАК ФИЛЬТРА УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН

Резюме

Анализируется как фильтр УКВ, отрезок линии параллельно связанный с главной линией и закороченный с одного конца.

Даются графики показывающие распределение всех возможных полос пропускания по всему диапазону волн в зависимости от габаритов линий.

Дается математический вывод графиков.

Asupra măsurării cu Q-metrul a pierderilor condensatorilor

Prof. Ing. EDM. NICOLAU

621.317.335.017.1

1. Scopul prezentei note este de a semnala anumite erori grave ce se pot comite în măsurarea cu Q-metrul a pierderilor condensatorilor, prin aplicarea metodelor întîlnite la măsurarea rezistenței bobinelor.

Pentru a face mai clară prezentarea, se va reaminti mai întîi pe scurt ce este Q-metrul, și cum se măsoară cu el bobinele, arătîndu-se după aceasta erorile ce se pot comite în măsurarea condensatorilor. In sfîrșit se va arăta cum trebuie procedat pentru a evita aceste erori.

2. Q-metrul este un aparat de măsură foarte răspîndit astăzi, care servește la măsurarea comodă a impedanțelor în înaltă frecvență. Schema sa de principiu se vede în fig. 1.

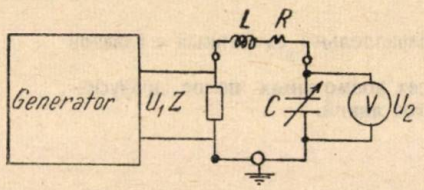


Fig. 1. Schema de principiu Q-metrului.

Generatorul aparatului menține la bornele impedanței Z o tensiune constantă, U_1. Voltmetrul electronic V montat în paralel pe capacitatea de acord C, măsoară tensiunea U_2. Cum impedanța Z are un modul foarte mic, raportul U_2/U_1 reprezintă factorul de calitate al circuitului L, R, C și dacă U_1 are mereu o aceeași valoare constantă, atunci voltmetrul V poate fi etalonat direct în valorile factorului de calitate, Q, al circuitului :

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} = \frac{1}{\omega C R_s} \tag{1}$$

ω fiind frecvența de lucru, iar R_s rezistența echivalentă serie a circuitului L, R, C.

Pentru a măsura o bobină necunoscută, aceasta se montează așa cum se arată în fig. 1. Cunoscînd frecvența de lucru $f = \omega/2\pi$ și valoarea capacității de acord C, inductanța bobinei se calculează imediat cu formula

$$L = \frac{1}{\omega^2 C}. \tag{2}$$

Rezistența serie a bobinei se deduce din factorul de calitate Q al circuitului, cu formula

$$R_L = \frac{1}{\omega C Q_1} \tag{3}$$

unde s-a făcut aproximația că rezistența bobinei este cu mult mai mare decît rezistența serie a condensatorului din circuit, ceea ce este totdeauna adevărat în practică. In formula (3) Q_1 este factorul de calitate citit pe aparatul indicator al Q-metrului, în momentul în care s-a acordat circuitul pe frecvența de lucru.

Cunoscînd pe L și R_L se poate trece la măsurarea cu Q-metrul a altor impedanțe necunoscute, rezistențe, inductanțe și capacități. De exemplu măsurarea unei rezistențe mici se face simplu, montînd-o în circuitul L, R, C care este adus la rezonanță pe frecvența de lucru, și notînd cu Q_2 factorul de calitate al circuitului după introducerea rezistenței R_x în circuit. Se va putea scrie, prin analogie cu (3)

$$R_L + R_x = \frac{1}{\omega C Q_2}. \tag{4}$$

Scăzînd pe (3) din (4) rezultă imediat

$$R_x = \frac{1}{\omega C}\left[\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1}\right]. \tag{5}$$

La fel o capacitate mare se măsoară introducînd-o în serie cu inductanța L. Deoarece prin aceasta reactanța circuitului s-a modificat, este necesar a reface acordul, variind pe C la valoarea C_2, astfel încît C_x în serie cu C_2 să facă cît C_1 ; se deduce imediat că

$$C_x = \frac{C_1 C_2}{C_2 - C_1}. \tag{6}$$

Am fi tentați acum să afirmăm că în cazul în care condensatorul măsurat are și o rezistență serie, se va putea aplica principiul suprapunerii efectelor — circuitul fiind liniar — și să calculăm rezistența serie a condensatorului, din scăderea lui Q, cu formula (5). Practica arată însă că acest lucru nu este adevărat, deoarece chiar pentru condensatori de bună calitate, la care pierderile sînt practic nule, în anumite situații factorul de calitate Q_2 este cu mult mai mic decît Q_1, ceea ce ar indica o rezistență serie foarte mare, deci pierderi mari, la un condensator despre care știm că nu are deloc pierderi.

Explicația acestui fapt îl găsim considerînd schema circuitului în cazul măsurării capacităților mari, schemă redată în fig. 2.

Din această schemă rezultă că după montarea în circuit

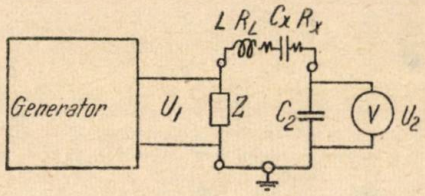


Fig. 2. Măsurarea capacităților mari cu Q-metrul

a lui C_x, voltmetrul numai măsoară tensiunea la bornele întregii capacități din circuit, ci numai la bornele lui C_2, deci aparatul nu indică adevăratul factor de calitate al circuitului, Q_2, ci o valoare mai mică, Q_2' , legată de Q_2 prin formula simplă

$$Q_2' = \frac{C_x}{C_2 + C_x} Q_2 \tag{7}$$

de unde se deduce

$$Q_2 = \left(1 + \frac{C_2}{C_x}\right) Q_2'. \tag{8}$$

Rezultă de aci că factorul de calitate *adevărat* al circuitului, nu este totdeauna cel *indicat* de aparat, ci uneori este mai mic. Formula (8) arată că diferența între valoarea Q'_2 indicată de aparat și valoarea adevărată Q_2 există o diferență foarte mică atunci cînd C_x este cu mult mai mare decît C_2. Dimpotrivă eroarea devine importantă cînd C_x este de ordinul de mărime al lui C_2 sau este chiar mai mic decît acesta. La Q-metrele existente azi la noi, această problemă se pune în special la măsurarea rezistenței în înaltă frecvență a condensatorilor avînd între 500 și 1 500 pF.

Un alt fapt în aparență paradoxal, și inexplicabil la prima vedere se produce tot la Q-metru la măsurarea capacită-

ţilor de valoare mică. Aceste capacităţi prezentînd o impedanţă mare, ele se montează în paralel pe condensatorul de acord al aparatului.

Rezistenţa lor de pierderi se poate considera fie în serie, fie în derivaţie, ca în fig. 3. In ori ce caz, considerînd schema din fig. 4, rezultă că montarea condensatorului de măsurat în paralel pe capacitatea de acord modifică Q-ul circuitului, şi anume îl micşorează, introducînd o nouă rezistenţă de pierderi, în serie cu capacitatea Q-metrului.

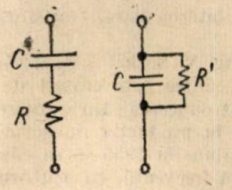


Fig. 3. Rezistenţa de pierderi a unui condensator se poate considera fie în serie fie în derivaţie.

Ori faptul paradoxal care se produce este că la anumite Q-metre, la măsurarea unor condensatori de bună calitate, se produce o *creştere* a factorului de calitate, prin montarea condensatorului în circuit. Fenomenul s-a produs în Laboratorul de măsuri în înaltă frecvenţă al Institutului politehnic

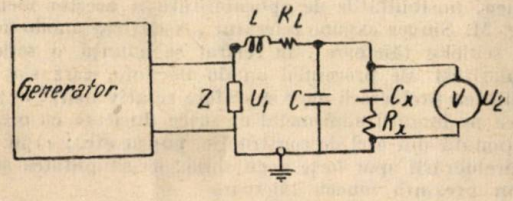


Fig. 4. Circuitul de măsură al Q-metrului, în cazul măsurării capacităţilor mici.

Bucureşti, măsurînd capacităţi cu mică, cu ajutorul unui Q-metru Tesla. Fenomenul paradoxal a fost atribuit la început eventual prafului ce se depozitase între plăcile condensatorului de acord, deoarece lucrurile stăteau ca şi cum pierderile capacităţii de acord se micşorează o dată cu scoaterea rotorului din stator. S-a constatat însă că aceasta nu este cauza fenomenului, deoarece curăţind cu grije condensatorul, fenomenul încă avea loc. Măsurînd aceeaşi capacitate cu un alt Q-metru de bună calitate, fenomenul nu se mai producea. Rezulta deci că fenomenul era datorit Q-metrului utilizat. O analiză mai amănunţită a arătat că fenomenul se producea datorită faptului că condensatorul Q-metrului are o *rezistenţă serie* care nu poate fi neglijată. In situaţia concretă analizată, circuitul Q-metrului se prezenta ca în fig. 5, *a*. Circuitul poate fi pus sub forma echivalentă finală din fig. 5, *c*. Deoarece

$$R_C' = \frac{1}{\omega^2 C_2^2 R_C} \tag{9}$$

şi

$$R_x' = \frac{1}{\omega^2 C_x^2 R_x} \tag{10}$$

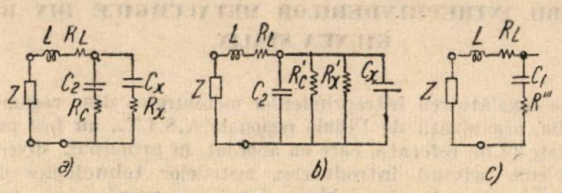


Fig. 5. Circuitul de măsură al unui Q-metru la care condensatorul de acord are pierderi :

a — schema iniţială ; *b* — schema echivalentă în care ambele rezistenţe ale condensatorilor sînt considerate în paralel ; *c* — schemă echivalentă în care ambele rezistenţe de pierderi sînt considerate în serie cu capacitatea din circuit.

ele sînt echivalente cu o singură rezistenţă R'' în paralel pe capacităţile C_2 şi C_x în paralel :

$$\frac{1}{R''} = \omega^2 C_2^2 R_C + \omega^2 C_x^2 R_x. \tag{11}$$

Cum din condiţia de acord rezultă că

$$C_x + C_2 = C_1 \tag{12}$$

rezultă că rezistenţa R''' finală este

$$R''' = \frac{1}{\omega^2 C_1^2 R''} = \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^2 R_C + \left(\frac{C_x}{C_1}\right)^2 R_x. \tag{13}$$

Dacă condensatorul de măsurat este de bună calitate, astfel în cît se poate admite că rezistenţa sa este nulă, atunci formula (13) arată că rezistenţa serie echivalentă a circuitului după montarea capacităţii necunoscute este mai mică decît rezistenţa iniţială R_C, ceea ce explică mărirea lui Q prin introducerea în circuit a capacităţii de măsurat.

Concluzia care se degajă relativ la măsurarea rezistenţei de pierderi a condensatorilor cu capacitate mică este că Q-metrul nu poate fi utilizat decît dacă condensatorul său este de bună calitate, prezentînd o rezistenţă serie practic nulă.

Concluzia finală care rezultă este că Q-metrul serveşte bine la măsurarea reactanţelor, şi a rezistenţelor, ca şi la măsurarea rezistenţei bobinelor, dar prezintă dificultăţi în ceea ce priveşte măsurarea rezistenţei condensatorilor. Dacă măsurarea rezistenţei condensatorilor de capacitate mare se poate efectua încă în bune condiţii, măsurarea în înaltă frecvenţă a rezistenţei capacităţilor mici prezintă dificultăţi mari, o măsurătoare corectă neputîndu-se efectua cu Q-metrul decît după ce s-a măsurat printr-o altă metodă rezistenţa serie a condensatorului Q-metrului.

(Inst. politehnic Bucureşti)

PROBLEME ELECTROTEHNICE IN DISCUTIA CONSFATUIRII INTREPRINDERILOR METALURGICE DIN REGIUNEA STALIN

La consfătuirea întreprinderilor metalurgice din regiunea Stalin, organizată de Filiala regională A.S.I.T., au fost prezentate 39 de referate, care au abordat, în principal, diverse probleme privind introducerea metodelor tehnologice noi în producție, cît și probleme tehnico-economice ale producției, bazate pe experiența întreprinderilor din regiune.

In continuare, vom semnala succint problemele electrotehnice dezbătute de o serie de referate.

Ing. T. Maior a prezentat referatul „Măsurile de îmbunătățire a factorului de putere în uzinele Steagul Roșu și rezultatele obținute". Referatul se ocupă de trei probleme și anume : *a*) determinarea factorului de putere și depistarea consumatorilor cu factor de putere scăzut ; *b*)îmbunătățirea factorului de putere pe cale naturală ; *c*) îmbunătățirea factorului de putere pe cale artificială.

Pentru determinarea factorului de putere, s-au montat contori de energie reactivă, astfel că în prezent se poate cunoaște factorul de putere al energiei cumpărate cît și acela al energiei consumate pe întreprindere. Nu s-a reușit în întregime, din lipsa aparatajului de măsură, să se determine factorul de putere pe sectoare productive.

Măsurile pentru îmbunătățirea factorului de putere pe cale naturală, au constat din reducerea funcționării motoarelor în gol și în regim neîncărcat și asigurarea unor reparații de calitate.

Imbunătățirea pe calea artificială a cos φ se realizează prin montarea condensatorilor statici, în atelierele prelucrătoare cu factor de putere scăzut.

S-a realizat o îmbunătățire a cos φ de la circa 0,64 în 1953—1954 la 0,692—0,707 în perioada februarie-mai 1955.

Ing. C. Reinheimer dezvoltă referatul „Incălzirea metalelor prin curenți de inducție, în vederea prelucrării lor la cald"

In trecut, încălzirea pieselor în vederea prelucrării lor la cald se făcea în cuptoare cu flacără sau în cuptoare cu rezistență electrică. In prezent, metoda încălzirii metalelor prin curenți de înaltă frecvență a fost extinsă și la încălzirea pieselor ce se prelucrează la cald. Se arată că deosebirea esențială între primele metode și ultima, constă în faptul că dacă la ultima metodă dezvoltarea de căldură se produce direct în metal, la celelalte metode încălzirea se face prin mediul înconjurător.

Se fac o serie de considerații teoretice, care permit determinarea frecvenței și timpului de încălzire.

Instalația de încălzire se compune din stația de producere a curentului și stația de utilizare (agregate de încălzire).

Se arată, că în stația de producere a curentului de înaltă frecvență, se află generatorii, dulapurile de comandă ale generatorilor și autotransformatorii de pornire ai motoarelor.

Generatorii se construiesc cu frecvențe standard de 500, 1 000 , 2 500 și 8 000 Hz și puteri de la 100 la cîteva sute de kW.

In cazul încălzirii pieselor de dimensiuni mici se utilizează generatori cu tuburi electronice avînd frecvența de la 100 000 Hz în sus.

Agregatele de încălzire sînt de diferite tipuri în funcție de formele și dimensiunile pieselor de încălzit si în funcție de procesul tehnologic la care sînt supuse piesele de prelucrat.

Elementele componente ale unui agregat sînt : inductorul, sistemului de împingere (pneumatic sau mecanic) contactorul prin care se comandă începerea și sfîrșitul încălzirii, condensatorii pentru îmbunătățirea factorului de putere. sistemul de răcire al inductorului și condensatorului și instalația electrică pentru comanda automată și aparatura de control a regimului de funcționare.

Pentru piesele de serie mare se folosește un agregat de construcție specială. Pentru piesele de serie mică se folosește un agregat la care se schimbă numai inductorul.

Agregatele sînt automatizate folosind relee de timp, relee ntermediare, limitatori de cursă etc.

Se face apoi o descriere a inductorului urmată de o succintă descrierea a unor agregate caracteristice.

In încheiere se arată avantajele încălzirii prin curenți de înaltă frecvență, după care se arată necesitatea construirii în țară a echipamentului electric necesar : generatori de înaltă frecvență (8 000 Hz și 100 kW) contactori, amplidine, relee de timp, relee intermediare, transformatori de încălzire etc.

Referatul tov. Ing. V. Sechel „Realizările uzinei de tractoare în domeniul : călirea prin curent de înaltă frecvență" scoate în evidență introducerea călirii superficiale prin curent de înaltă frecvență în producția de serie a tractoarelor.

Se arată că s-a ajuns în 1955 să se călească 46 de repere prin curent de înaltă frecvență, cu ajutorul agregatelor special construite.

In continuare, se studiază influența călirii asupra diferitelor oțeluri, după care se stabilesc condițiile optime de călire pentru o serie de piese.

Referatul „Metode electrice de prelucrarea metalelor" de ing. D. Cozmin, constituie un rezumat al lucrării cu același titlu al autorului sovietic B. P. Zaharov.

Referatul expune principiul și tehnologia prelucrării prin electroscînteie și prin metoda anodo-mecanică. Se dau, de asemenea, posibilitățile de aplicabilitate a acestor metode.

Ing. M. Singer expune referatul „Ascuțirea anodo-mecanică a sculelor tăietoare". In referat se enunță o serie de particularități ale procesului anodo-mecanic, care sînt : *a*) posibilitatea prelucrării unor suprafețe relativ mari : *b*) posibilitatea prelucrării unui metal de orice duritate cu o sculă confecționată din oțel de construcție, cupru etc. ; *c*) în procesul prelucrării apar forțe neglijabile ; *d*) simplitatea sculei care nu prezintă muchii tăietoare.

Apoi se analizează productivitatea procesului care depinde de o serie de factori cum sînt : densitatea de curent, tensiune, proprietățile lichidului activ, viteza relativă între sculă și piesă, presiunea dintre sculă și piesă, proprietățile materialului prelucrat și materialul sculei.

Se descrie o mașină anodo-mecanică de construcție sovietică. In încheiere, se arată posibilitățile tehnologice ale procedeului anodo-mecanic.

Consfătuirea a adus o contribuție importantă la introducerea progresului tehnic în întreprinderile din regiune, abordînd probleme de stringentă actualitate și care vor duce nemijlocit la o mărire a productivității muncii și îmbunătățirea calității. De asemenea consfătuirea a scos în evidență o serie de sarcini ale industriei electrotehnice legate de introducerea noilor procedee tehnologice.

PENTRU O CORESPUNZATOARE INTRODUCERE A MOTOARELOR SINCRONE SI ASINCRONE SINCRONIZATE IN ACTIONARILE DIN INDUSTRIA PETROLULUI

In septembrie a.c. a avut loc la București o consfătuire organizată de secția Electricitate a Consiliului Central A.S.I.T. privind utilizarea motoarelor sincrone și asincrone sincronizate în acționările din industria petrolului.

In această industrie s-au făcut raționalizări în sistemul de distribuție și utilizare a energiei electrice și s-au montat baterii de condensatori electrostatici direct la consumatori, în vederea îmbunătățirii factorului de putere.

Deoarece în multe sectoare de foraj și extracție, factorul de putere este încă foarte scăzut, a devenit necesară o acțiune de folosire largă a tuturor mijloacelor tehnice de ameliorare a situației, în special prin folosirea motoarelor electrice cu funcționare sincronă.

Introducerea acestor motoare trebuie să țină seamă de regimul tehnologic și condițiile de securitate tehnică și să aibă la bază studii și prototipuri experimentate în șantierele petrolifere. Intreaga lucrare are la bază, în special, motive economice și de aceea trebuie să se aibă în vedere necesitatea utilizării prin modificări adecvate, a numărului mare de motoare electrice asincrone, existente azi în exploatare.

In acest sens se recomandă ca Ministerul Energiei Electrice și Industriei Electrotehnice să realizeze un motor sincron

de 500 kVA — 750 rot/min — 3 × 6 000 V. corespunzător tipului de motor electric asincron de 360 kW — 735 rot/min — 3 × 6 000 V existent, pentru acționarea pompelor de noroi în foraj.

In scopul stabilirii celor mai potrivite mijloace de sincronizare a motoarelor electrice asincrone, existente în exploatare, se prevede ca M.E.E.I.E. prin ICPET să studieze o schemă DAG, cu aplicare la motoarele electrice asincrone de 190 kW — 3 × 500 V — 735 rot/min și de 360 kW — 3 × 6 000 V — 735 rot/min care acționează pompe de noroi, în foraj și să realizeze această schemă în una din întreprinderile electrotehnice. De asemenea, Ministerul Industriei Petrolului prin Trustul Energopetrol să studieze și să realizeze o schemă de sincronizare cu excitatrice pe motorul electric asincron de 190 kW — 3 × 500 V — 735 rot/min.

Mai trebuie realizată de către una din întreprinderile electrotehnice, cea mai convenabilă sincronizare a motorului electric asincron de 360 kW — 3 × 6 000 V — 735 rot/min, tip Famso, cu minimum de modificări.

Este necesar ca motoarele și montajele amintite să fie probate în întreprinderile constructoare și constructorii împreună cu personalul energetic și tehnologic să le experimenteze în instalațiile șantierelor petrolifere.

Participanții la consfătuire, inginerii din M.E.E.I.E. M.I.P. și întreprinderi ale acestora, au stabilit că este necesar să se constituie, o comisie din delegați ai celor două ministere și întreprinderea constructoare de mașini sincrone care ținînd seama de rezultatele experimentării motoarelor și montajelor arătate anterior, să precizeze instalațiile petrolifere care pot fi acționate de mașini electrice cu funcționare sincronă, tipurile și caracteristicile constructive și de funcționare ale acestora și numărul lor, spre a se trece apoi la echiparea și modificările necesare.

GRUPURILE ELECTROGENE PENTRU ELECTRIFICARI RURALE SI LOCALE

La o consfătuire între inginerii din industriile electrotehnică, constructoare de mașini, sectorul de mecanizare și electrificare a agriculturii și din învățămîntul tehnic superior, organizată de curînd de secțiile de specialitate ale Consiliului Central A.S.I.T., s-a luat în discuție problema grupurilor electrogene pentru electrificări rurale și locale.

Cu această ocazie, s-a arătat că la alcătuirea actualelor grupuri electrogene s-au folosit motoare și generatori a căror funcționare separată este satisfăcătoare. Intrebuințate însă în grup electrogen, generatorii nu dau tensiunea și frecvența nominală și se ard adesea. Deficiențele acestora sînt determinate de funcționarea motoarelor, care în cazurile grupurilor de 20 și 50 kW n-au nici rezervele necesare asigurării sarcinilor nominale ale generatorilor.

Acestea se datoresc faptului că adaptările elementelor componente pentru formarea grupurilor, au fost insuficiente și necorespunzătoare.

De aceea va trebui studiată, din toate punctele de vedere, adaptarea motorului pentru condițiile de lucru în grup și să se verifice complet funcționarea grupului alcătuit.

In acest sens, s-a stabilit că este necesar ca un colectiv de specialiști ai M.E.E.I.E. și M.I.M.C.M. să studieze modificările, constructive, tehnologice și de execuție ale grupurilor de 15 și 30 kW, fabricate de întreprinderile „Matyas Rakosi" și „Electroputere". Aceste grupuri ridică mai ales problema regulatorului și injecției la motoarele primare iar la generatori, coordonarea puterilor. Cele două întreprinderi producătoare trebuie să facă încercări complete după refacerea acestor grupuri, dintre care cel de 30 kW trebuie să poată funcționa și în paralel.

Un colectiv format din specialiști ai M.E.E.I.E. și M.I.M.C.M. și din învățămîntul tehnic superior, cu participarea uzinelor „23 August" și „Electroputere va trebui să stabilească modificările necesare grupului de 105 kW și să le verifice după realizare, făcîndu-l corespunzător ca grup electrogen de intervenție și putînd fi folosit și ca grup de bază. Grupul în ansamblul trebuie reproiectat ca o mașină unitară.

In 1956 M.E.E.I.E. va pune în fabricație un regulator de tensiune pentru toate grupurile fabricate.

Pentru viitor se recomandă ca scară de puteri, puterile de 15, 30, 55, 100, 170 și 260 kW, respectiv 25, 47, 85, 150 265 și 400 CP.

TRANSMIŢĂTOR PIEZOELECTRIC PENTRU MĂSURĂRI DE VIBRAŢII 53.082.74

Măsurarea trepidaţiilor industriale pe cale electrică a fost perfecţionată neîntrerupt şi se mai află în curs de dezvoltare. Caracteristic pentru sensibilitatea la care s-a ajuns în ultimul timp este elementul sezisor şi transmiţător din fig. 1, creat în R. D. Germană.

În principiu acest transmiţător constituie un sistem

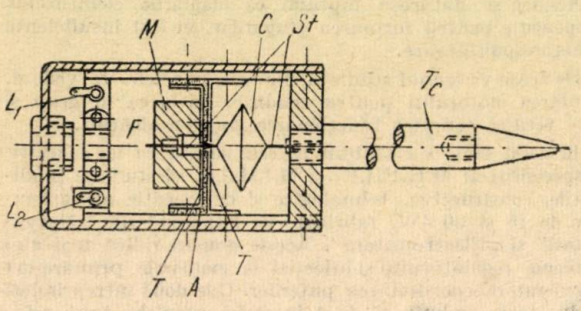


Fig. 1. Construcţia accelerometrului :

F—forţa de acceleraţie (întindere sau compresiune) a masei *M*, care acţionează asupra cristalului *C*; *A* — garnitură amortizoare; *C* — cristal; L_1L_2 — cose pentru lipirea conductorilor de racordare a polului interior şi exterior al cristalului; *M* — masă auxiliară; *T* — 2 membrane de tablă; *S* — sîrmă de oţel; *Tc*—tijă de contact.

acordat de înaltă precizie şi în consecinţă forţele care trec prin cristalul piezoelectric *C* sînt proporţionale cu acceleraţiile măsurate, deoarece aceste forţe excită oscilaţia mecanică impusă masei auxiliare mici, marcată în figură *M*.

Cristalul piezoelectric ales în acest scop este o sare Seignette, cu un efect piezoelectric de circa 100 ori mai puternic decît al cuarţului, caracteristică realizată în detrimentul duratei de serviciu. Din această cauză elementul trebuie ferit de solicitări excesive, de umiditate şi de variaţiile temperaturii.

Impulsurile emise de acest aparat reprezintă direct

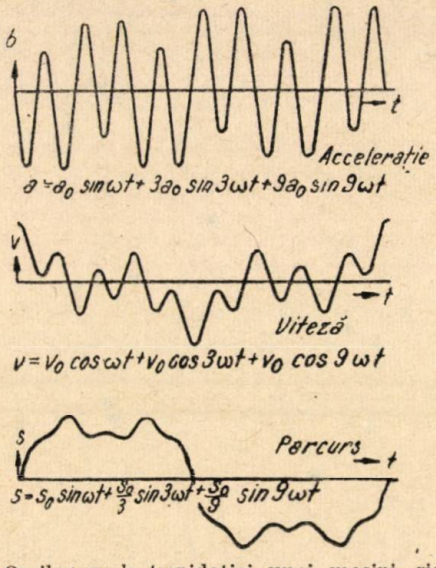


Fig. 2. Oscilogramele trepidaţiei unei maşini, ridicate cu ajutorul acceleratorului şi a amplificatorului dublu-integrator.

acceleraţia vibraţiei măsurate. În practică este însă nevoie de măsurarea concomitentă a acceleraţiei, vitezei şi amplitudinii vibraţiilor sau trepidaţiilor aperiodice ale maşinilor. De aceea accelerometrul descris se foloseşte unit-cu un amplificator care cuprinde şi două etaje integratoare, astfel că pe ecranul oscilografului catodic se pot citi în paralel cu alura acceleraţiei şi integrala ei — viteza — precum şi cea de a doua integrală — amplitudinea sau parcursul — după cum arată fig. 2.

(După *„Feingerätetechnik"* 3/1055, *M. Nier*)

REPRODUCEREA SUNETELOR MUZICALE CU AJUTORUL DISPOZITIVELOR ELECTRONICE

534.43 : 621.385.3

Autorul trece în revistă fenomenele fizice fundamentale care se petrec în instrumentele muzicale şi expune apoi criteriile care l-au călăuzit în construirea unui aparat electronic experimental destinat să producă, prin imitarea fenomenelor de mai sus, timbrul oricărui instrument. Mai mult, aparatul perfecţionat dă posibilitatea unui singur operator să realizeze o orchestră de 12 instrumente.

(Din *„L'elettrotecnica"*, vol. XLII, nr. 3/1955, *Giulio Paolo Pacini.*)

APLICAŢIILE RADIAŢIILOR INFRAROŞII IN AVICULTURĂ 535.61-15 : 631

Constructorii francezi au pus la punct cîteva tipuri de generatori de radiaţii infraroşii, destinaţi clocirii artificiale şi creşterii puilor.

Avantajele acestor aparate sînt constanţa temperaturii, posibilitatea de a observa puii în tot timpul creşterii, securitatea completă în funcţionare. Tubul de radiaţii infraroşii construit din silice pură, nu se sparge în caz că este stropit cu apă sau alt lichid în timpul funcţionării.

Puterea generatorilor este cuprinsă între 100 W (pentru 50 pui) şi 1,2 kW (pentru 500-600 pui).

(Din *„Le moniteur professionnel de l'électricité"*, nr. 91, iunie, 1955).

UN TERMOSTAT ELECTRONIC 536.581 : 621.385.3

Se prezintă, mai întîi, avantajele termostatelor electronice, arătîndu-se că : *1*-funcţionează pe o gamă întinsă de temperaturi, fără a avea nici o zonă defavorizată; *2*-sensibilitatea obţinută este mare, avînd în acelaşi timp şi o bună stabilitate; *3*-puterea controlată de sistem este foarte mare, variind între puteri de ordinul miliwaţilor şi puteri de ordinul kilowaţilor; *4*-elementul sensibil poate fi un termometru cu contacte, un termocuplu sau un termistor montat într-o punte; 5-construcţia poate fi realizată cu elemente standard din comerţ.

Se descrie apoi un termostat electronic, de laborator, capabil de a menţine temperatura constantă cu o precizie de 0,001°C. Termostatul are ca element sensibil un termistor montat într-o punte alimentată cu o tensiune de 164 Hz. Pe diagonala detector a punţii este montat un amplificator care amplifică eventuala tensiune ce apare la punte, în cazul dezechilibrului, adică atunci cînd temperatura termistorului nu are exact valoarea fixată. Tensiunea de la ieşirea amplificatorului se aplică la un detector de fază la care se aplică şi semnalul de la generatorul de 164 Hz şi un semnal în dinţi de fierăstrău.

La ieşirea din detector se obţine o tensiune în dinţi de fierăstrău, avînd un nivel care depinde de semnalul culeş la punte. Tensiunea de la ieşirea din detector se aplică unui circuit de impulsuri tip Schmitt, care la rîndul său comandă un releu, ce determină puterea dată elementelor încălzitoare ale termostatului.

Atunci cînd temperatura termistorului are valoarea corectă, releul aplică elementului încălzitor putere numai de 50% din timpul unei perioade. Dacă temperatura termistorului variază, variază şi durata cît se aplică putere acestui element, readucîndu-se astfel temperatura la valoarea corectă.

Termostatul a fost realizat la National Bureau of Standard, unde a menținut timp de cîteva luni temperatura unor elemente standard, la temperatura de 28°C cu o constantă de 0,001°C.

Termostatul se poate utiliza și în cazul sistemelor cu inerție termică mică — cuptoare cu aer etc. — în care caz stabilitatea este de 0,1°C între 200 . . . 400°C.

(Din „La radio télévision electronique professionelle" v. 24, nr. 240, iunie, 1955).

PROTECȚIA CATODICĂ. APLICAREA ANODELOR DE MAGNEZIU

620.193.7 : 546.46

Protecția catodică împotriva curenților de dispersie, a metalelor fieroase îngropate sau scufundate în apă, poate fi obținută prin utilizarea anodelor de magneziu. Acestea dizolvîndu-se dă un curent suficient pentru a pasiva structura pe care o protejează. In acest fel se reduce polarizarea și conduce în acest fel la soluțiile cele mai eficace și economice ale protecției catodice, ale conductorilor de oțel (șine) ale conductelor de gaz, apă etc.

(Din „*Bulletin de la Société Française des Électriciens*", nr. 49/1955, *M. Bernard, I. C. Raclot.*)

GRUPURILE MODERNE DE CONVERSIUNE CU CILINDRI REDRESORI CU VAPORI DE MERCUR

Autorul începe prin a defini termenul de „cilindri redresori" cu vapori de mercur, prin care înțelege tuburile cu vapori de mercur la presiune joasă, cu catodă rece, mono sau polianodice. Aceste tuburi intră în instalații de mutatori, care cuprind redresorii, inversorii și convertizorii de frecvență. Dintre aceștia redresorii sînt cei mai importanți actualmente.

Este atrasă atenția asupra importanței ce reprezintă expresia indicată sub numele de „factor de arc invers" și se încearcă utilizarea ei în aplicații practice.

Trecînd la examenul „cilindrilor redresori", se vede că principala lor caracteristică este varietatea de forme la care dau loc; sînt examinate legile care determină dimensionarea lor și care justifică tendința actuală de reducere a dimensiunilor. Sînt trecute în revistă formele concrete din practică (polianodici, cu și fără pompare permanentă, ignitron, excitron etc.).

A treia parte, de un caracter original, pune pe cititor în contact cu problemele de proiectare și de dimensionare a mașinilor, ținînd seama și de prețul de cost.

Lucrarea este utilă și acelora care, înafara scolii doresc să-și adîncească cunoștiințele în problemele de construcția mașinilor electrice.

(Din „*L'elettrotecnica*", vol.XLII, nr. 1/1955, *Giovanni Parigi.*)

UN NOU MATERIAL IZOLANT 621.315.61

Este vorba de o nouă fibră de tetrafluoretilen descoperită în S.U.A. și brevetată sub denumirea de „Teflon". Această nouă materie plastică, după cum au dovedit încercările de laborator, posedă proprietăți excepționale. Ea se caracterizează printr-o inerție chimică extremă, o foarte bună rezistență la cald și excelente proprietăți electrice.

Spre deosebire de celelalte materii plastice „Teflonul", nu se topește, dar poate fi modelat prin presare. El nu absoarbe apa, nu este atacat de agenții atmosferici și are rezistență mecanică ridicată. Se prezintă sub forma de benzi, tuburi, plăci, bastoane, fire sau în dispersie în apă.

Dintre proprietățile electrice citățm: rezistivitatea 10^{15} Ω/cm, constanta de pierderi 0,0005 și constanta dielectrică 2,0, pentru o bandă de frecvențe cuprinsă între 50 Hz la 30 000 MHz. Rigiditatea dielectrică a Teflonului este, de asemenea, ridicată. Materialul lucrează bine în limite largi de temperatură (de la −80°C la +300°C) și nu se carbonizează în cazul formării arcului electric.

(Din „*Le moniteur professionnel de l'électricité*" nr. 94, iunie 1955.)

AMPLIFICATORI MAGNETICI DE PUTERE PENTRU REGLARE ȘI COMANDĂ 621.396.645.215

Se studiază principiul general de funcționare al amplificatorilor magnetici și folosirea lui pentru studierea fenomenelor electromagnetice în schemele cu amplificatori magnetici cu excitarea independentă și autoexcitare. Se mai studiază și influența variației tensiunii de alimentare precum și a variației frecvenței rețelei asupra caracteristicilor amplificatorilor magnetici.

In secțiunea „Proprietățile dinamice ale amplificatorilor magnetici" se arată că valoarea minimă a constantei de de timp a amplificatorilor magnetici cînd este alimentat cu o tensiune de 50 Hz este de 10 ms.

Se arată mijloacele de reducere a constantei de timp a amplificatorilor magnetici. Se indică posibilitățile de aplicație ale amplificatorilor magnetici în scheme industriale. Amplificatorul magnetic poate fi folosit în schemele de reglare automată unde cerințele de a acționa rapid sînt reduse. Se lămurește problema constantei de timp echivalente a mai multor etaje de amplificatori magnetici.

Se descrie o serie standardizată de amplificatori magnetici monofazici de 30—12 000 VA (coeficientul seriei este $1 : \sqrt{3}$). Circuitul magnetic este făcut din tole Π (oțel de tole) de 0,35 mm grosime.

Coeficientul de amplificare în putere al amplificatorilor magnetici variază între limitele: 300—500 000.

Se mai indică construcția circuitului magnetic și așezarea înfășurărilor în amplificatorii magnetici standard.

(Din „*E.T.Z. (Elektrotechnische Zeitschrift)*", nr. 22/1955, *A. Lang.*)

PALIERELE MAȘINILOR ELECTRICE CU ARBORE VERTICAL

621.822.2 — 233.27

Mașinile electrice cu arbore vertical sînt relativ des întrebuințate, de obicei ca motoare pentru antrenarea pompelor și ventilatoarelor sau ca generatori electrici acționați de turbine cu apă.

Se arată că în general palierul axial este plasat la partea superioară a mașinii atît pe considerente de echilibrare cît și datorită simplificării construcției și posibilității mai ușoare de supraveghere și întreținere.

Se examinează patru tipuri de rulmenți axiali. ajungîndu-se la concluzia că rulmenții clasici axiali cu bile nu se folosesc deoarece sînt defavorabili în cazul cînd în mersul mașinii palierul axial este complet descărcat. Se recomandă în special folosirea rulmenților radiali cu bile, care în execuția cu cale adîncă de rulare, preiau foarte bine forțele axiale în ambele sensuri

In cazul cînd un astfel de rulment nu este suficient se obișnuiește să se așeze mai mulți rulmenți unul lîngă altul. Totuși, nu este bine să se folosească un număr mai mare de rulmenți axiali, deoarece în practică încărcarea lor nu poare fi niciodată egală, ceea ce conduce la uzarea mai pronunțată și timpurie a unora dintre ei. In plus, ungerea grupelor de rulmenți este foarte dificilă.

O nomogramă și exemple de folosirea ei lămurește modul de calcul al acestor paliere.

Se arată apoi că deseori nu este necesar și un palier radial, forțele respective putînd fi preluate tot de rulmentul cu bile.

In continuare se examinează problema ungerii palierelor cu unsoare și ulei, subliniindu-se importanța schimbării la timp a acestora.

In încheiere se atrage atenția că este necesară o supraveghere atentă a palierelor, o dereglare a lor putînd aduce pagube însemnate. Supravegherea este mult mai ușoară în cazul ungerii cu ulei întrucît se poate măsura pe cale electrică atît temperatura cît și cantitatea și calitatea lui

(Din „*E.T.Z. (Elektrotechnische Zeitschrift)*", ediția B, caietul 2, februarie 1955, *Otto Schenk*)

INOSOV V. L. şi TUKERNIC L. V.: Compoundarea şi corectorul electromagnetic de tensiune al generatorilor sincroni (Kompaunirovanie i elektromagnitnîi korrektor napriajeniia sinhronîh gheneratorov) 1954, GEI, 152 pag. 621.313.322.076.11

Conţine descrierea principiului de funcţionare a construcţiilor şi metodelor de calcul al compoundării şi a corectorului electromagnetic de tensiune pentru generatorii sincroni. Sînt de asemenea date exemple de calcul ale regimurilor de reglaj stabilizate, calculele stabilităţii funcţionării corectorului electromagnetic de tensiune, metodica determinării şi exemple de calcul ale curenţilor şi tensiunilor în circuitele înfăşurărilor de excitaţie ale excitatricii în cazul forţării excitaţiei sau dezexcitării, pentru schemele complexe de excitare ţinînd seama de compoundare, corector şi instalaţiile de relee.

IUDITKII S. B.: Maşini sincrone cu redresori uscaţi (Sinhronîe maşinî s poluprovodnikovimi vîpreamiteli) 1954, GEI, 152 pag. 621.313.323

Se descriu schemele de autoexcitare şi compoundare automată a generatorilor sincroni cu ajutorul redresorilor uscaţi. Sînt expuse elementele de calcul şi proiectare a acestor scheme. In capitolul introductiv sînt examinate proprietăţile şi se dau parametrii de exploatare şi construcţie pentru elementele redresoare uscate dîndu-se de asemenea şi un exemplu de calcul al redresorului cu reieuri.

In ce priveşte forma de expunere, lucrarea poate fi folosită de un cerc larg de ingineri şi tehnicieni.

*** * *: Metode avansate la executarea lucrărilor de bobinaj la fabricarea maşinilor electrice** (Peredovie prieomî obmotocinih rabot v proizvodstve elektriceskih maşin) 1954, GEI, 62 pag. 621.313.045

In broşură, o serie de inovatori de la uzinele „Electrosila" îşi expun experienţa în domeniul executării lucrărilor de bobinaj.

Broşura este destinată muncitorilor şi maiştrilor care lucrează la bobinarea maşinilor electrice.

HARITONOV A. M. Motoare electrice cu mai multe viteze (Mnogosskorostnîe elektrodvigateli) GEI, 224 pag. 621. 621.313.333

Se dau datele cu privire la motoarele cu mai multe viteze de fabricaţie sovietică şi aparatajul pentru comutarea polilor.

Lucrarea este destinată unui cerc larg de constructori de maşini electrice: ingineri, tehnicieni, studenţi, personal tehnic al atelierelor de reparaţii şi poate servi ca auxiliar la proiectarea electromotoarelor cu mai multe viteze şi transformarea electromotoarelor cu o singură viteză în electromotoare cu mai multe viteze.

LANIS V. A. şi LEVINA L. E.: Principiile practice ale încercărilor vidului]Prakticeskie osnovivakuumnihispitanii] 1955, GEI 120 pag. 621.3.032.11

Lucrarea constituie o călăuză practică pentru încercarea aparaturii cu vid la ermeticitate. Sînt expuse principalele metode de determinare a scurgerilor, expunîndu-se amănunţit metodica determinării scurgerii cu ajutorul căutătorului de scurgere, spectrometru de masă PPI-4 dîndu-se indicaţii cu privire la exploatarea şi repararea lui.

In lucrare se face descrierea aparatajului modern, dîndu-se sfaturi practice cu privire la aplicaţiile lui. Se expune minimul de noţiuni fizice principale din tehnica vidului.

Lucrarea este destinată unui cerc larg de cititori care se ocupă cu exploatarea utilajului cu vid, iar unele părţi din ea sînt folositoare pentru inginerii şi cercetătorii care în cursul lucrărilor se întîlnesc cu problemele obţinerii vidului înaintat.

LIHACEV F. A.: Alegerea, instalarea şi exploatarea aparatelor pentru suflarea arcului (Vîbor, ustanovki i expluataţiia dugogazeaşcih apparatov) 1955, GEI 142 pag. 621.316.91

Conţine regulile principale privind alegerea instalarea şi exploatarea aparatelor pentru suflarea arcului în reţele de 6—110 kV. Se dau relaţiile electrice între parametrii aparatelor pentru suflarea arcului şi a reţelelor, tensiuni şi curenţi în regimuri normale şi în cazul punerii la pămînt.

Lucrarea este destinată inginerilor şi tehnicienilor care se ocupă cu proiectarea şi exploatarea reţelelor electrice precum şi studenţilor institutelor şi şcolilor medii tehnice energetice.

KAZANTEV A. S.: Sleîuirea anodo-mecanică a metalelor la reparaţii (Anodo-mehaniceskoe şlifovanie metallov v remontnom proizvodstve) 1955, Maşghiz, 88 pag. 621.367

Sînt expuse datele experienţelor şi cercetărilor teoretice în domeniul prelucrării electrice a metalelor prin procedeul anodo-mecanic, la recondiţionarea pieselor uzate de automobile şi tractoare. Se dau exemple şi recomandări practice privind alegerea utilajului şi proiectarea proceselor tehnologice.

Cartea este destinată inginerilor şi tehnicienilor din reparaţii care se ocupă cu problemele electrotehnologiei.

GRUBER L. O.: Construcţia, exploatarea şi repararea staţiilor de tracţiune (Ustroistvo, expluataţiia i remont teagovîh podstanţii) 1954, Transjeldorizdat, 468 pag. 621.331

In lucrare sînt descrise construcţiile, aparatajul şi diferite piese ale staţiilor de tracţiune de pe căile ferate electrificate precum şi exploatarea şi repararea echipamentului lor.

VOLOTKOVSKI S. A. şi alţii: Exploatarea echipamentului electric al excavatoarelor de mină (Expluataţiia elektroo borudovaniia kariernih ekskavatorov), 1954, Metallurghizdat 274 pag. 621.34 :622.6 :621.879

Se examinează exploatarea, repararea justarea şi reglarea echipamentului electric al excavatoarelor cu o singură cupă folosite în cariere şi se dau indicii energetici de lucru ale lor (factorul de putere etc.) Un capitol se ocupă cu problema ridicării productivităţii excavatoarelor.

Lucrarea se adresează personalului tehnico-ingineresc din industria minieră.

MEKLER A. G.: Echipamentul electric al maşinilor de ridicat şi transportat (Elektrooborudovanie podemnotransportînih maşin) 1954, Maşghiz 372 pag. 621.34 : 621.879

Lucrarea constituie un manual auxiliar pentru elevii şcolilor medii tehnice de construcţii a maşinilor grele care pregătesc specialişti în maşini de ridicat şi transportat.

Sînt cuprinse bazele teoriei acţionării electrice, aparatajul şi schemele de comandă a macaralelor, palanelor electrice, ascensoarelor şi altor maşini de ridicat şi transportat. Un loc important s-a acordat metodelor practice de calcul şi alegerea a echipamentului electric. Se dau exemple de calcul şi materiale informative.

Lucrarea este utilă proiectanţilor, montatorilor şi personalului de exploatare care lucrează în domeniul acţionării electrice la maşinile de ridicat şi transportat.

OSTRII P. P.: Reglarea automată a frecvenţei şi a puterii active cu ajutorul regulatoarelor cu impuls (Avtomaticeskoe regulirovanie ceastoti i aktivnoi moşcinosti impulsnimi reguliatorami) 1954, GEI, 148 pag. 621.316.726

Sînt examinate problemele reglării frecvenţei şi puterii în sistemele energetice. Se dau indicaţii cu privire la proiectarea, acordarea şi exploatarea instalaţiilor de reglare folosind regulatoarele de tipul PO-1 şi PO-2.

Expunerea se face pe baza datelor experimentale privind exploatarea regulatoarelor într-o serie de sisteme energetice.

Cartea este destinată inginerilor şi tehnicienilor din centralele electrice, sistemele energetice şi ale organizaţiilor ce se ocupă cu proiectarea, acordarea şi exploatarea regulatoarelor atît de tipul menţionat cît şi de alte tipuri.

ROOS L. V. şi alţii : **Alimentarea centralizată cu energie electrică în exploatările forestiere** (Centralizovannoe elektrosnabjenie na lesogagotovkah) 1954, Goslesbumizdat, 106 pag. 621.311.1 : 674

In lucrare sînt expuse particularităţile calculului alegerii echipamentului şi montării instalaţiei electrice.

Broşura este destinată inginerilor şi tehnicienilor de la întreprinderile de exploatare forestieră precum şi proiectanţilor care se ocupă cu proiectarea şi construcţia alimentării centralizate cu energie electrică a exploatărilor forestiere.

VASILIEV S. V. şi **ROZENBERG B. I.** : **Electrificarea întreprinderilor de turbă** (Elektrifikatiia torfopredpriatii) 1954, Gosenergoizdat 360 pag. 621.311 : 622

In carte sînt expuse problemele acţionărilor electrice ale maşinilor şi agregatelor din întreprinderile miniere, probleme de exploatare şi instalare a liniilor de transport de energie electrică precum şi consideraţii elementare asupra montării şi reparării echipamentului electric.

Cartea este destinată a fi manual pentru şcolile medii tehnice miniere la cursul de electrificare a întreprinderilor de turbă.

LEVITANSKII B. A. : **Echipamentul electric al întreprinderilor siderurgice** (Elektrooborudovanie predpriiatii ceornoi metallurghii 1955, Metallurghizdat, 620 pag. 621.34 :669

In carte se examinează echipamentul electric al întreprinderilor siderurgice în legătură cu procesele tehnologice Este dată caracterizarea generală a echipamentului electric şi se expun indicaţii cu privire la calculul şi alegerea acţionării electrice dîndu-se exemple de calcule, caracteristice şi descrierea celor mai importante scheme de comandă. Sînt date de asemenea cunoştinţe privind amplasarea echipamentului, alimentarea cu energie electrică, controlul automat şi comanda mecanismelor.

Acest manual auxiliar este de folos şi inginerilor, tehnicienilor şi maiştrilor electricieni.

OVCEARENKO A. P. : **Blocarea conductorilor de contact ai podurilor rulante** (Blokirovka kranovîh troleinîh provodov) 1954, Maşghiz, 15 pag. 621.34 : 624.85—599

In lucrare sînt expuse principiile blocării firului de contact al podurilor rulante pentru cazul ruperii lui.

Lucrarea se adresează tuturor celor care se ocupă de protecţia muncii din întreprinderi.

Cuprinde : blocarea pentru cazul ruperii firului de contact, blocarea pentru asigurarea securităţii lucrărilor de reparaţii.

RAMENSKI B. N. şi alţii : **Exploatarea liniilor aeriene şi subterane** (Expluatatia lineino kabelnoho hozeastva Ed. 2-a refăcută, 1954, Sviazizdat, 158 pag. 621.315 : 621.39

Lucrarea cuprinde o expunere a principiilor de organizare a serviciului de linie, se indică succesiunea executării lucrărilor de reparaţie şi întreţinere a liniilor de telecomunicaţie aeriene şi subterane. Sînt examinate noile metode de deservire tehnică în exploatare a acestor linii ţinînd seama de experienţe avansate. Sînt date indicaţii metodice în întocmirea planului de reparaţii. Lucrarea se adresează personalului de exploatare din telecomunicaţii.

GRODNEV I. I. şi **SOKOLOV V. V.** : **Cabluri coaxiale** (Koaxialnîe kabeli) 1954, Sviazizdat, 226 pag. 621.315.212 : 621.39

Lucrarea cuprinde problemele teoriei cablurilor coaxiale, sînt examinate neomogenităţile constructive ale cablurilor şi influenţa lor asupra calităţii transmisiei semnalelor electrice influenţa mutuală între diferite perechi coaxiale şi ecranarea lor, măsurările electrice, în special prin metoda cu şocuri, construcţiile cablurilor coaxiale, precum şi problemele practice de construcţie, montaj şi exploatare a liniilor subterane conţinînd perechi coaxiale.

Lucrarea este destinată inginerilor şi tehnicienilor care se ocupă cu proiectarea, construcţia şi exploatarea liniilor subterane de telecomunicaţii, precum şi studenţilor de la facultăţile electrotehnice şi de telecomunicaţii.

JUKOV A. K. : **Montarea circuitelor secundare** (Montaj vtoricinoi komutaţii) 1954, GEI, 184 pag. 621.316.543

In lucrare sînt examinate diferite procedee de montarea tablourilor de comandă şi protecţie, aparatele şi instrumentele montate pe tablou. Sînt expuse probleme de montare a tablourilor, sînt date noţiunile privind felurile, destinaţia şi întocmirea schemelor circuitelor secundare.

Sînt examinate în amănunt procedeele de pozare a conductoarelor şi cablurilor pe tablouri, în canale, tunele etc., montarea pîlniilor terminale şi a manşoanelor de îmbinare precum şi verificarea circuitelor secundare după montare. Sînt tratate problemele de organizare şi mecanizare a lucrărilor de montare a circuitelor secundare

Cartea poate servi ca un auxiliar pentru muncitorii ce se specializează în montarea circuitelor secundare şi este de asemenea utilă pentru personalul tehnic mediu care lucrează în domeniul montării.

JOFFE E. F. : **Manevre în staţiile de înaltă tensiune** (Operativnaia rabota na podstanţiiah vîsokoho napriajenia) Ed. 2-a refăcută, 1954, GEI, 280 pag. 621.316.26.027.3

In lucrare sînt expuse poblemele legate de manevre din staţiile de înaltă tensiune, cunoştinţe generale, deservirea transformatoarelor de forţă, aparatajului de înaltă tensiune, instalaţiilor de protecţie prin relee, automatizării şi a celor de măsurare.

O mare parte din carte se ocupă cu problemele de organizarea a muncii personalului de manevră şi regulilor de executare a comutărilor.

Lucrarea este destinată inginerilor, tehnicienilor şi personalului de tură care lucrează în staţiile de înaltă tensiune.

SARICEV B. M. : **Tabele de montaj pentru conductorii liniilor de înaltă tensiune** (Montajnîe tabliţi provodov vîsokovoltnîh linii) 1954, Min. Kom. Noz., 138 pag. 621.315.17.027.3

In această lucrare sub forma de tabele sînt date valorile solicitărilor mecanice şi a săgeţilor în condiţiile de montaj. Sînt cuprinşi toţi conductorii de secţiuni standardizate mai răspîndite pe liniile pînă la 110 kV în raioane climaterice în conformitate cu regulile de amenajare a liniilor electrice de transport.

Lucrarea este destinată inginerilor şi tehnicienilor ce se ocupă cu proiectarea, montarea şi exploatarea liniilor de înaltă tensiune.

ZILBERBLAT I. B. şi alţii : **Scheme raţionale de iluminare a oraşelor** (Rationalnîe shemî osveşceniia gorodov) 1954, ed. Min. Kom. Hoz., 52 pag. 628.971.6/7

In broşură se face aprecierea calitativă şi cantitativă asupra diferitelor scheme de iluminare a oraşelor şi se dau recomandări privind proiectarea instalaţiilor de iluminat a străzilor, pieţelor şi bulevardelor.

Broşura este destinată inginerilor şi tehnicienilor din gospodăriile comunale care se ocupă cu problemele iluminatului străzilor.

RUDENBERG REINHOLD : **Fenomene tranzitorii în sistemele electroenergetice** (Perehodnîe protesi v elektroenergheticeskih sistemah) 1955, Ed. pentru limbi străine, Moscova, 714, pag. 621.3.014/5.3

In lucrare se examinează teoria fenomenelor tranzitorii legate de tehnica producerii şi distribuirii energiei electrice precum şi proiectarea şi exploatarea sistemelor energetice.

Lucrarea cuprinde numeroase exemple numerice. Ea se adresează inginerilor care se ocupă cu proiectarea şi exploatarea sistemelor energetice precum şi studenţilor de la facultăţile electrotehnice şi energetice.

SLEAPOSNIKOV B. M. : Indreptar pentru lucrări de laborator cu tuburi electronice şi ionice (Rukovodstvo k laboratorii elektronnîh i ionnîh ustroistv) 1954, GEI 300 pag. 621.385

Se adresează studenţilor care studiază tuburile electronice şi ionice. In ea sînt examinate lucrările de laborator referitoare la principalele tuburi de la kenotron pînă la redresorul metalic cu mercur şi la cele mai răspîndite aparate care funcţionează cu aceste tuburi.

Scopul cărţii este de a da studenţilor un material auxiliar care să le permită executarea conştientă a încercărilor, să le ajute la prelucrarea rezultatelor obţinute şi să contribuie la dezvoltarea obişnuinţei de a efectua lucrările de cercetare singuri.

Cartea poate fi de asemenea utilă inginerilor, tehnicienilor şi cercetărilor ştiinţifici la studiul tuburilor electronice şi ionice.

SADOVSKI A. S. : Culegere de probleme pentru cursul de „Teoria comunicaţiei electrice" (Sbornik po kursu Teoriia elektriceskoi sviazi"), 1954, Sviazizdat, 344 pag. 621.39

La baza prezentei culegeri stau problemele prezentate studenţilor de la Institutul electrotehnic de telecomunicaţii din Odesa. Cercul de probleme cuprinse reflectă programa analitică actualmente în vigoare. In introducerile fiecărui capitol se dau principalele formule şi legi care uşurează folosirea prezentei culegeri. De asemenea se dau nomograme. Rezolvarea problemelor se execută cu ajutorul riglei de calcul şi a nomogramelor

KONONTEV P. I. : Mijloacele de deservire cumulată în telecomunicaţii şi radioficare (Sovmeşceonoe obslujivanie sredstv elektrosveazi i radiofikaţii) 1954, Sviazizdat, 40 pag 621.396.9

In broşură se expun rezultatele obţinute privind exploatarea directă a instalaţiilor de electrocomunicaţie şi radioficare reunite în oficiile raionale de telecomunicaţii.

Lucrarea se adresează personalului tehnic mediu de la centrele de radioficare a posturilor de telecomunicaţii.

SAMSUR V. I. : Începuturile radiotehnicii sovietice şi a radioamatorismului (Pervîe godî sovietskoi radiotehnikii i radioliubitelstva) 1954, GEI, 248 pag. 621.396

Lucrarea constituie un scurt istoric tratînd cele mai importante etape de dezvoltare a radiotehnicii sovietice începînd cu primele zile ale Marii Revoluţii Socialiste din Octombrie şi pînă la sfîrşitul primului cincinal.

Este expus planul leninist de radioficare, se descrie munca dusă în laboratorul de radio din Nijni Novgorod primele posturi de radiodifuziune şi receptoare de radio din U.R.S.S. Se expune naşterea şi dezvoltarea industriei sovietice şi a radiomatorismului.

Ultimele capitole sînt dedicate radiomatorismului sovietic în primii zece ani de dezvoltare după promulgarea legii libertăţii eterului.

MEEROVICI L. A. şi ZELICENKO L. G. : Tehnica impulsurilor (Impu'snaia tehnika) 1954, Sov. Radio, 760 pag. 621.396.1.014.33

Se examinează o serie de probleme cu privire la teoria şi calculul elementelor tehnicii impulsurilor.

Cartea se adresează oamenilor de ştiinţă şi inginerilor care lucrează în domeniul tehnicii impulsurilor şi poate servi ca îndreptar pentru specialişti şi ca manual pentru studenţi.

VOLGOV V. A. : Piesele circuitelor ale aparatajului de radio (Detalii konturov radioapparaturî) 1954, GEI, 296 pag. 621.396.6

Lucrarea cuprinde calculul şi construcţia circuitelor pentru unele lungi, medii, scurte şi ultrascurte folosite în receptorii de radio, emiţătorii de mică putere şi aparatajul de măsură. Se expun anumite probleme din teoria circuitelor şi se dau definiţiile parametrilor principali. Sînt examinaţi condensatorii, bobinele, liniile de rezonanţă şi rezonatoarele spaţiale. Se dau desenele construcţiilor executate.

Lucrarea este destinată inginerilor şi tehnicienilor din industria radiotehnică şi institutele de cercetări care lucrează la calculul şi construcţia aparatajului radio, studenţilor şi elevilor şcolilor medii tehnice care se specializează în radiotehnică precum şi radioamatorilor avansaţi.

OSTREAKOV P. A. şi ZOREANOV N. V. Instalaţiile de răcire ale staţiilor de radio (Teplootvodeaşcie ustroistva moşcinih radiostanţii) 1954, Sviazizdat, 260 pag. 621.396.61

Sînt sistematizate cunoştinţe asupra instalaţiilor de evacuare a căldurii atît din posturile de radio şi centrele de radioficare, centre de televiziune, etc. De asemenea sînt expuse problemele teoretice şi practice ale răcirii forţate a tuburilor de radio de mare putere, este dat calculul standurilor de răcire ale emiţătorului, a redresorilor metalici cu mercur etc. Este dat de asemenea un procedeu modern de calcul al sistemelor de răcire cu apă-apă şi apă-aer.

Lucrarea este destinată inginerilor care lucrează în domeniul radiodifuziunii şi radioficării precum şi studenţilor care se specializează în radiotehnică.

NELEPET V. S. şi BELOTERKOVSKI G. B. : Bazele radiolocaţiei (Osnovî radiolokaţii) 1954, Oboronghiz, 304 pag. 621.396.933

Sînt expuse elementele tehnicii impulsurilor, se examinează metodele de producere şi formare a impulsurilor şi procedeele de recepţie a semnalelor în unde ultrascurte. Sînt examinate problemele de radiaţie şi propagare a undelor ultrascurte, principiile şi metodele fundamentale ale radiolocaţiei şi elementele posturilor de radiolocaţie precum şi parametrii lor.

Lucrarea este destinată ca manual auxiliar pentru elevii şcolilor medii tehnice şi este de asemenea interesantă pentru toţi cei care se interesează de radiolocaţie.

TEVELEV B. A. : Legături operative în producţie (Operativnaia sveaz na proizvodstve) 1954, GEI, 176 pag. 621.395.7

Se examinează principiile fundamentale ale organizării legăturilor operative în producţie, cele mai importante pentru înzestrarea tehnică a serviciului de dispecerizare.

Majoritatea materialului este consacrat descrierii echipamentului pentru lucrările operative.

Lucrarea este destinată personalului de la serviciul de telecomunicaţii cunoscător al bazelor telefoniei şi radiotehnicii precum şi specialiştilor care se ocupă cu organizarea producţiei.

REVISTA „ELECTROTEHNICA", organ al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. şi al Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice * Redacţia : Bucureşti, str. Ioan Ghica nr. 3. Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon : 3.57.28 şi 3.07.30 *Administraţia şi casieria : Calea Victoriei nr. 118, Raionul I. V Stalin* Revista este editată de „EDITURA ENERGETICĂ DE STAT", B-dul General Magheru nr. 33, Telefon 5.44.70/155 * Abonamentele se primesc la toate oficiile poştale de la oraşe şi sate, prin factorii poştali, la secţiile raionale de Difuzare a Presei şi la *şediul Redacţiei din str. Ioan Ghica nr. 3* * Tarif pentru întreprinderi : lei 96 anual ; Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual ; Preţul unui exemplar : lei 5.

E 1040

R

REFERATY

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Institut. de Documentare Tehnică
BUCUREŞTI
OSMEH - CSEH
VYMĚNA - WYMIANA
TAUSCH - CMEHA

10

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

1955

SUMAR

Pag.

*** : Luna prieteniei romîno-sovietice . . . 417
A. Semʼyen: Alegerea întrefierului pentru electromagneţi cu mişcare de translaţie . . 419
Gh. Cosmin: Economia de material în construcţia aparatelor electrice 423
Chr. Vazaca şi Gh. Ianculescu: Principii fundamentale în proiectarea servomecanismelor 429
I. Dobrică: Probleme de calitate ale radioreceptorilor 442
Th. Schneier: Materiale noi în construcţia magneţilor permanenţi 446
N. Kantar: Iluminatul fluorescent 449

NOTE

C. Şora: Un caz particular de circuite electrice cuplate capacitiv 454
M. Bădărău: Radioreceptorul EM—552 . . 460
RĂSFOIND PRESA TEHNICĂ 463
CRONICA 466
BIBLIOGRAFIE 467

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

*** Месячник румыно-советской дружбы 417
А. Семлиен: О выборе зазора в электромагнитах с поступательным движением . 419
Г. Космин: Экономия материала в электроаппаратостроении 423
Х. Вазака и Г. Янкулеску: Основные принципы проектирования сервомеханизмов . 429
И. Добрика: Вопросы качества радиоприемников 442
Т. Шнайер: Новые материалы для конструкции постоянных магнитов 446
Н. Кантар: Люминисцентные лампы . . . 449

ЗАМЕТКИ

К. Шора: Частный случай емкостно связанных электрических цепей 454
М. Вэдэрэу: Радиоприемник ЕМ-552 . . . 460
ПО СТРАНИЦАМ ТЕХНИЧЕСКИХ ЖУРНАЛОВ 463
ХРОНИКА 466
ИБЛИОГРАФИЯ 467

INHALT

page

*** : Monat der Rumänisch — Sovjetischen Freundschaft 417
A. Semljen: Wahl des Luftspaltes bei Elektromagneten mit Translationsbewegung . . 419
Gh. Cosmin: Materialersparniss im elektrischen Apparatebau 423
Chr. Vazaca und *Gh. Ianculescu*: Grundprinzipen bei Projektierung der Servogetriebe . 429
I. Dobrică: Qualitäts-aufgaben der Radioempfänger 442
Th. Schneier: Neue Materiallien im Bau von Dauermagneten 446
N. Kantar: Die Leuchtstofflampen 449

BEITRÄGE

C. Şora: Ein Sonderfall von kapazitivgekoppelten Stromkreisen 454
M. Bădărău: Der Radioempfänger EM-552 . 460
ZEITSCHRIFTENÜBERSICHT 463
MITTEILUNGEN 466
BIBLIOGRAPHIE 467

SOMMAIRE

Seite

*** : Le mois de l'amitié roumaine—soviétique 417
A. Semlʼen: Choix de l'entrefer pour les électroaimants avec mouvement de translation 419
Gh. Cosmin: Sur l'économie de materiaux dans la construction des appareils électriques 423
Chr. Vazaca et *Gh. Ianculescu*: Principes fondamentaux du calcul des servomécanismes 429
I. Dobrică: Sur les problèmes de qualité des radiorécepteurs 442
Th. Schneier: Nouveaux matériaux dans la construction des aimants permanents . . . 446
N. Kantar: Les lampes fluorescentes 449

NOTES

C. Şora: Un cas particulier de circuits électriques a couplage capacitif 454
M. Bădărău: Le radio-récepteur EM-552 . . 460
FEUILLETANT LA PRESSE TÉCHNIQUE 463
CRONIQUE 466
BIBLIOGRAPHIE 467

ANUL III
1955

ELECTROTEHNICA

Nr. 10
OCTOMBR.

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

LUNA PRIETENIEI ROMINO-SOVIETICE

Manifestările multilaterale, care au loc în fiecare an, în cadrul Lunii prieteniei romîno-sovietice au intrat în tradiția poporului nostru ca prilej de manifestare a prieteniei de nezdruncinat între popoarele romîn și sovietic.

Datorită sprijinului frățesc și dezinteresat al Uniunii Sovietice, oamenii muncii din țara noastră au obținut realizări importante, care constituie o mîndrie a harnicului nostru popor muncitor, și s-au avîntat în întrecerea socialistă pentru întîmpinarea cu noi realizări a celei de a 38-a aniversări a Marii Revoluții din Octombrie și a celui de al 2-lea Congres al Partidului Muncitoresc Romîn.

Prietenia de veacuri între poporul nostru și poporul rus, care ne-a sprijinit în obținerea independenței naționale, a căpătat după 23 August 1944 un conținut nou. Sprijinul multilateral acordat construcției noastre socialiste a devenit chezășia construirii societății noi în patria noastră, chezășia creșterii bunei stări materiale și culturale a celor ce muncesc.

Marile construcții socialiste ale Uniunii Sovietice, ridicate în anii cincinalelor, puternica dezvoltare pe care a cunoscut-o industria și agricultura sovietică, succesele importante obținute în folosirea pașnică a energiei nucleare, dau o imagine clară asupra forței statului sovietic și asupra grijii lui pentru fericirea celor ce muncesc.

Prin politica sa consecventă de pace, Uniunea Sovietică este pildă de colaborare politică, economică și culturală între state. Politica de destindere a încordării internaționale, de coexistență pașnică între țări, indiferent de sistemul social sau politic, au un deosebit ecou în rîndurile opiniei publice mondiale.

Relațiile dintre țara noastră și U.R.S.S. sînt un model de colaborare rodnică între state. Cu ajutorul Uniunii Sovietice, poporul nostru sub conducerea Partidului Muncitoresc Romîn a lichidat starea de înapoiere a țării și a transformat Romînia într-o țară liberă, independentă, o țară industrial-agrară în plină dezvoltare.

Realizări tot mai importante în opera de industrializare a țării și de transformare socialistă a agriculturii, înfăptuirea cu succes și înainte de termen a primului plan cincinal, sînt realizări pe care poporul nostru le-a obținut avînd sprijinul poporului sovietic. Astfel la sfîrșitul anului 1955. industria construcțiilor de mașini și de prelucrare a metalelor va avea o depășire față de anul 1950 cu 280%; cea de energie electrică va crește în anii cincinalului de 3,8 ori față de 1938; producția industriei petrolifere este de două ori mai mare față de 1950; producția de fontă va crește pînă la sfîrșitul cincinalului cu 80% iar cea de oțel cu 42%; industria chimică a crescut de trei ori și producția bunurilor de larg consum este de două ori mai mare. Au fost date în funcțiune 79 de întreprinderi în cursul primului nostru cincinal iar 94 au fost înzestrate cu utilaj modern.

In prezent, noi producem mașini și utilaj necesar industriei de prelucrare a metalelor, industriei carbonifere, petrolifere, industriei energetice cît și multor altor sectoare industriale.

Prin darea în funcțiune a noi termo și hidrocentrale, puterea instalată de energie electrică a crescut considerabil.

Industria electrotehnică a luat o deosebită dezvoltare. Ea este capabilă să asigure o gamă largă de produse necesare electrificării țării cît și necesităților de viață și cultură ale oamenilor muncii.

Se dezvoltă continuu agricultura noastră în scopul asigurării hranei poporului muncitor și a bazei de materii prime pentru industrie.

Există în prezent 5 600 de gospodării agricole colective și întovărășiri care cuprind 360 000 de familii de țărani. Se întărește și se dezvoltă baza tehnico-materială a agriculturii.

Știința și cultura au luat o dezvoltare puternică pe drumul legării de practica construcției socialiste.

Toate aceste realizări sînt rodul prieteniei între popoarele noastre.

Se deschid importante perspective țării noastre în urma hotărîrii guvernului sovietic privind acordarea ajutorului tehnic și de producție în vederea folosirii pașnice a energiei atomice.

Anul acesta, Luna prieteniei romîno-sovietice se desfășoară în condițiile spiritului de tratative instaurat de conferința de la Geneva a șefilor guvernelor celor patru mari puteri. Crearea unei atmosfere de tratative și restabilirea încrederii reciproce între state sînt factori de mare însemnătate pe drumul rezolvării pașnice a problemelor litigioase. Conferința de la Geneva a creat drumul spre dezvoltarea legăturilor prietenești între state, de colaborare rodnică pe tărîm politic, economic și cultural.

In ultima vreme au avut loc din inițiativa Uniunii Sovietice, o serie de acțiuni internaționale, care au menirea de a contribui la micșorarea încordării în relațiile internaționale. Aceste acțiuni au creat un climat mai favorabil pentru traducerea în fapt a hotărîrilor luate la Geneva.

Poporul nostru consideră că păstrarea independenței și suveranității sale naționale este garantată de prietenia cu Uniunea Sovietică. El este hotărît să lărgească și să întărească această prietenie în scopul creării propriei sale bunestări. De asemenea, poporul romîn este animat de dorința de a dezvolta legături prietenești cu toate popoarele iubitoare de pace.

Cu prilejul Lunii prieteniei romîno-sovietice poporul nostru își manifestă atașamentul față de politica de pace și de colaborare internațională promovată de U.R.S.S., dragostea față de statul său democrat popular a cărui lege supremă este bunăstarea celor ce muncesc.

Despre alegerea întrefierului la electromagneți cu mișcare de translație

Ing. A. SEMLYEN

621.318.33.042.4

Se face calculul forțelor radiale ce pot apare la deplasarea radială a miezului electromagneților cu mișcare de translație. Pe baza rezultatelor, se trag concluzii privind alegerea întrefierului a cărui justă dimensionare prezintă importanță.

1. La electromagneți cu mișcare de translație (fig. 1) există un întrefier cilindric δ de trecere a liniilor de forță magnetice de la manta la miezul mobil. Acest întrefier trebuie dimensionat cu atenție, deoarece în caz contrar, la o eventuală deplasare radială a miezului, apar forțe radiale mari, care tind să mărească excentricitatea și care măresc

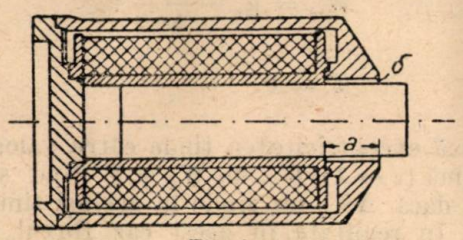


Fig. 1.

forțele de frecare ce apar în timpul mișcării miezului. In cadrul acestui articol se calculează aceste forțe și se trag concluzii în legătură cu alegerea întrefierului.

2. Considerăm o secțiune transversală în dreptul întrefierului cilindric (fig. 2). Notăm cu r_1 și r_2 razele cercurilor ce se obțin la secționare și cu e excentricitatea, adică distanța dintre centrele cercurilor. Avem :

$$e \leqslant \Delta r = r_1 - r_2$$

și deci :

$$\varepsilon = \frac{e}{\Delta r} \leqslant 1.$$

Presupunem $\Delta r \ll r_1$ sau r_2. Din figură rezultă

$$OA \cong r_1 - \frac{e}{2} \cos \alpha,$$

$$OB \cong r_2 + \frac{e}{2} \cos \alpha,$$

iar din scăderea acestor două relații :

$$\delta = AB = OA - OB \cong \Delta r - e \cos \alpha = \Delta r (1 - \varepsilon \cos \alpha).$$

3. Conductanța magnetică a întrefierului având lungimea a după generatoare, va fi :

$$G_m = \int_0^{2\pi} \frac{\mu_0 a r \, d\alpha}{\delta} ; \left(r = \frac{r_1 + r_2}{2} \right)$$

sau

$$G_m = \int_0^{2\pi} \frac{\mu_0 a r \, d\alpha}{\Delta r (1 - \varepsilon \cos \alpha)} = \mu_0 \frac{ar}{\Delta r} I, \qquad (1)$$

unde s-a introdus notația :

$$I = \int_0^{2\pi} \frac{d\alpha}{1 - \varepsilon \cos \alpha} \qquad (\varepsilon \leqslant 1) \qquad (2)$$

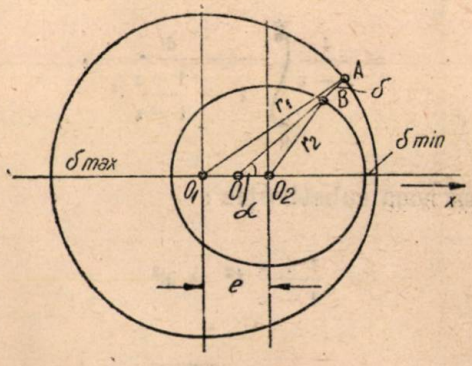


Fig. 2.

Notînd cu ΔV_m tensiunea magnetomotoare prin întrefier, obținem expresia fluxului :

$$\Phi = \Delta V_m \cdot G_m = \mu_0 \frac{ar \, \Delta V_m}{\Delta r} I. \qquad (3)$$

Energia magnetică înmagazinată în întrefier are expresia :

$$W_m = \frac{1}{2} \Phi . \Delta V_m = \frac{1}{2} \Delta V_m^2 . G_m =$$

$$= \mu_0 \frac{ar \, \Delta V_m^2}{2 \, \Delta r} I \qquad (4)$$

Forța electromagnetică, care acționează pe cilindrul interior tinde să mărească excentricitatea e. Expresia ei va fi

$$F = \frac{\partial W_m}{\partial e} = \frac{\partial W_m}{\Delta r\, \partial e} = \mu_0 \frac{a r\, \Delta V_m^2}{2\, \Delta r^2} \frac{\partial I}{\partial \varepsilon}. \qquad (5)$$

4. Integrala

$$I = 2\int_0^{\pi} \frac{d\alpha}{1 - \varepsilon \cos \alpha}$$

se calculează, făcînd substituția :

$$\operatorname{tg} \alpha = t,$$

deci

$$\cos \alpha = \frac{1 - t^2}{1 + t^2} \text{ și } d\alpha = \frac{2\, dt}{1 + t^2}.$$

Se obține

$$I = 2\int_0^{\infty} \frac{\frac{2\, dt}{1 + t^2}}{1 - \varepsilon \frac{1 - t^2}{1 + t^2}} = 2\int_0^{\infty} \frac{2\, dt}{(1 - \varepsilon) + (1 + \varepsilon) t^2} =$$

$$= \frac{4}{1 - \varepsilon} \int_0^{\infty} \frac{dt}{1 + \frac{1 + \varepsilon}{1 - \varepsilon} t^2}.$$

Făcînd noua substituție :

$$\frac{1 + \varepsilon}{1 - \varepsilon} t^2 = x^2$$

sau

$$t = x \sqrt{\frac{1 - \varepsilon}{1 + \varepsilon}},$$

se obține :

$$I = \frac{4}{1 - \varepsilon} \int_0^{\infty} \frac{\sqrt{\frac{1 - \varepsilon}{1 + \varepsilon}}\, dx}{1 + x^2} = \frac{4}{\sqrt{1 - \varepsilon^2}} \Big| \operatorname{arctg} x \Big|_0^{\infty} =$$

$$= \frac{2\pi}{\sqrt{1 - \varepsilon^2}} \qquad (6)$$

5. Inlocuind expresia (6) a lui I în relațiile (1), (3), (4) și (5) se obține :

$$G_m = \mu_0 \frac{2\pi r a}{\Delta r} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \varepsilon^2}}, \qquad (7)$$

$$\Phi = \mu_0 \frac{2\pi r a\, \Delta V_m}{\Delta r} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \varepsilon^2}}, \qquad (8)$$

$$W_m = \mu_0 \frac{\pi r a\, \Delta V_m^2}{\Delta r} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \varepsilon^2}}, \qquad (9)$$

$$F = \mu_0 \frac{\pi r a\, \Delta V_m^2}{\Delta r^2} \cdot \frac{\varepsilon}{\sqrt{(1 - \varepsilon^2)^3}}. \qquad (10)$$

Aceste relații se verifică direct în cazul cilindrilor coaxiali ($\varepsilon = 0$) :

$$G_m = \mu_0 \frac{2\pi r a}{\Delta r},$$

$$\Phi = \mu_0 \frac{2\pi r a}{\Delta r} \Delta V_m,$$

$$W_m = \mu_0 \frac{\pi r a\, \Delta V_m^2}{\Delta r},$$

$$F = 0.$$

Dacă excentricitatea tinde către valoarea sa maximă ($\varepsilon \to 1$), G_m, Φ, W_m și F tind spre infinit, dacă ΔV_m nu tinde în același timp spre zero. In realitate, în acest caz fluxul rămîne finit ($\Delta V_m \to 0$), din cauza reluctanței totale finite a circuitului magnetic. Inlocuind ΔV_m din (8) în (9) și (10) obținem :

$$W_m = \frac{\Delta r \Phi^2}{\mu_0 4\pi r a} \cdot \sqrt{1 - \varepsilon^2} \qquad (11)$$

și

$$F = \frac{\Phi^2}{\mu_0 4\pi r a} \cdot \frac{\varepsilon}{\sqrt{1 - \varepsilon^2}}. \qquad (12)$$

Dacă $\varepsilon \to 1$ obținem așadar :

$$G_m \to \infty\,; \quad W_m \to \infty\,; \quad F \to \infty\,. \qquad (13)$$

Observație : La calculul conductanței magnetice a întrefierului s-a făcut o aproximație geometrică (liniile de cîmp s-au considerat drepte radiale concurente în 0, fig. 2) în loc de a considera liniile de cîmp ca arce de cerc ortogonale la cercurile O_1 și O_2, în care caz expresia conductanței ar fi fost :

$$G_m = \mu_0 \frac{2\pi a}{\ln \frac{r_1}{r^2} \frac{r_1^2 - r_2^2 - e^2 + K^2}{r_1^2 - r_2^2 + e^2 + K^2}}. \qquad (14)$$

unde

$$K^2 = \sqrt{(r_1^2 + r_2^2 - e^2)^2 - 4 r_1^2 r_2^2}.$$

Expresia (14) rezultă prin analogie cu capacitatea între doi cilindri necoaxiali (v. *Kalantarov* şi *Neiman, Teoreticeschie Osnovî Electrotehnichi*, 1954, vol. III, p. 80—81). Cu această expresie pentru G_m, forţa F devine:

$$F = -\frac{1}{2}\Phi^2\frac{\partial}{\partial e}\left(\frac{1}{G_m}\right) = \frac{\Phi^2}{\mu_0 2\pi a}\cdot\frac{e}{K^2} =$$

$$= \frac{\Phi^2}{\mu_0 2\pi a}\cdot\frac{e}{\sqrt{\left(r_1^2+r_2^2-e^2\right)^2-4r_1^2r_2^2}} \qquad (15)$$

In cazul cînd $\Delta r \ll r$ şi $e \ll r$, expresia (15) devine identică cu (12) ceea ce confirmă exactitatea acesteia.

6. Ipoteza $\varepsilon \to 1$ nu corespunde condiţiilor reale din cauza permeabilităţii finite a fierului. Putem ţine însă seama de reluctanţa fierului, mărind întrefierul δ cu un întrefier fictiv constant δ_0, corespunzător reluctanţei aproximativ uniforme a liniilor de forţă în fier *). Întrefierul fictiv δ_0 corespunde grosimii unui întrefier cilindric avînd raza r şi lăţimea a şi a cărui reluctanţă este egală cu reluctanţa R_{m_f} a circuitului magnetic din fier (miez şi manta). Avem:

$$R_{m_f} = \frac{\delta_0}{\mu_0 2\pi r a}$$

de unde:

$$\delta_0 = \mu_0 2\pi r.a \cdot R_{m_f}. \qquad (16)$$

Notînd cu:

S_f — secţiunea medie a circuitului magnetic în fier;
l — lungimea medie a liniilor de cîmp în fier;
μ_r — permeabilitatea relativă (medie) a fierului; rezultă:

$$R_{m_f} = \frac{l}{\mu_0\mu_r \cdot S_f},$$

iar expresia (16) a întrefierului fictiv devine:

$$\delta_0 = \frac{r\,a\,l}{\mu_r \cdot S_f}. \qquad (17)$$

In felul acesta expresia lui δ va diferi de aceea care s-a indicat la punctul 2. Vom avea:

$$\delta = \Delta r + \delta_0 - e\cos\alpha = \Delta r'(1-\varepsilon'\cos\alpha), \qquad (18)$$

unde

$$\Delta r' = \Delta r + \delta_0 > \Delta r \qquad (19)$$

$$\varepsilon' = \frac{e}{\Delta r + \delta_0} = \frac{e}{\Delta r'} < \varepsilon \leqslant 1$$

Cu această observaţie expresia (12) a forţei devine:

$$F = \frac{\Phi^2}{\mu_0 4\pi r a}\cdot\frac{\varepsilon'}{\sqrt{1-\varepsilon'^2}} = K\cdot f(\varepsilon'); \qquad (20)$$

unde

$$f(\varepsilon') = \frac{\varepsilon'}{\sqrt{1-\varepsilon'^2}}. \qquad (21)$$

Figura 3 reprezintă funcţia $f(\varepsilon')$.

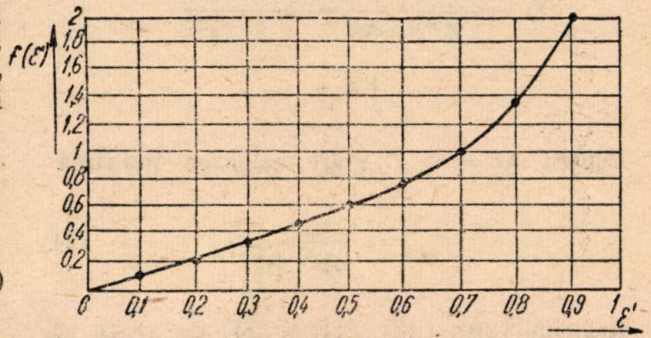


Fig. 3.

Ne propunem să examinăm, în ce condiţii valoarea forţei radiale poate deveni deosebit de mare. Considerînd δ_0 = const. şi Δr variabil, vom avea:

$$\frac{dF}{d(\Delta r)} = K\cdot\frac{df(\varepsilon')}{d\varepsilon'}\cdot\frac{d\varepsilon'}{d(\Delta r)}.$$

Cum, corespunzător fig. 3 $\frac{df(\varepsilon')}{d\varepsilon'} > 0$, iar ε' prezintă (după cum se va arăta mai jos) un maxim ascuţit la variaţia lui Δr, rezultă că forţa cea mai mare corespunde cazului cînd ε' are valoarea maximă.

Excentricitatea absolută e nu poate întrece o valoare maximă e_{max}, care rezultă din jocul şi săgeata ce apar la conducerea mecanică a părţii mobile a electromagnetului. De asemenea, ea este limitată şi de atingerea posibilă dintre peretele fix şi cel mobil. Rezultă:

$e = \Delta r$ la valori mici ale lui Δr

şi

$e = e_{max}$ la valori mai mari ale lui Δr (fig. 4)

*) Acest procedeu reprezintă o aproximaţie, deoarece tuburile de forţă în fier corespunzătoare unor fluxuri elementa e egale, au secţiuni aproximativ egale în dreptul întrefierului principal şi proporţionale cu δ în dreptul întrefierului secundar, iar permeabilitatea relativă μ nu este constantă.

Aşa dar şi variaţia lui $\varepsilon' = \frac{e}{\Delta r'} = \frac{e}{\Delta r + \delta_0}$ va corespunde la două legi diferite :

$$\varepsilon' = \frac{\Delta r}{\Delta r + \delta_0} \text{ la } \Delta r \ll e_{max} \qquad (22)$$

şi

$$\varepsilon' = \frac{e_{max}}{\Delta r + \delta_0} \text{ la } \Delta r \gg e_{max}. \qquad (23)$$

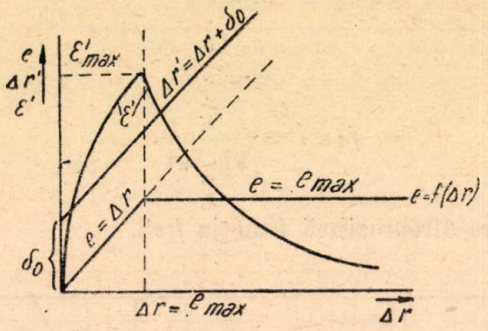


Fig. 4.

Pentru $\Delta r = e_{max}$, ε' are valoarea maximă :

$$\varepsilon'_{max} = \frac{e_{max}}{e_{max} + \delta_0}. \qquad (24)$$

Relaţiile (20), (22), (23) şi (24) ne arată că, dacă $\Delta r \ll e_{max}$ şi $\delta_0 \ll \Delta r$, forţa tinde către valori foarte mari. Aşa dar, atunci cînd din cauza întrefierului mic şi a conductanţei magnetice prea mari a mantalei şi a miezului de fier, o repartizare forte neuniformă a fluxului din întrefier devine posibilă, vor apare forţe radiale mari.

7. In concluzie : admiţînd posibilitatea unei conduceri excentrice a miezului cilindric cu excentricitatea e_{max}, pentru ca forţa radială să nu fie mare, trebuie evitată valoarea întrefierului mediu $\Delta r \cong e_{max}$, adoptînd una din următoarele soluţii :

a) $\Delta r \ll e_{max}$ (întrefier cît se poate de mic), evitînd totodată ca $\delta_0 \ll \Delta r$:

b) $\Delta r \gg e_{max}$ (întrefier mare).

Trebuie remarcat că, forţa poate fi micşorată mărind pe r sau pe a (relaţia 20).

Exemplu numeric. Fie : $\Phi = 10^{-2}$ Wb ; $r = 10^{-1}$m, $a = 5 \cdot 10^{-2}$ m, $\Delta r = e_{max} = 5 \cdot 10^{-4}$ m (caz nefavorabil), $\delta_0 = 10^{-4}$ m ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m).

Cu aceste valori. obţinem :

— din relaţia (19) : $\varepsilon' = \frac{e}{\Delta r + \delta_0} = \frac{5 \cdot 10^{-4}}{5 \cdot 10^{-4} + 10^{-4}} = 0{,}833.$

— din relaţia (21) : $f(\varepsilon') = \frac{\varepsilon'}{\sqrt{1 - \varepsilon'^2}} = 1{,}5.$

— din relaţia (20) : $F = \frac{\Phi^2}{\mu_0 4\pi ra} \cdot f(\varepsilon') =$

$$= \frac{(10^{-2})^2}{4\pi 10^{-7} \cdot 4\pi 10^{-1} \cdot 5.10^{-2}} 1{,}5 = 1\,900 \text{ N} \rightarrow 194 \text{ kgf}.$$

Acest rezultat ilustrează faptul că la nerespectarea condiţiilor formulate sub *a* şi *b*, forţele radiale pot deveni foarte mari.

(*Institutul Politehnic Timişoara*)

★

О ВЫБОРЕ ЗАЗОРА В ЭЛЕКТРОМАГНИТАХ С ПОСТУПАТЕЛЬНЫМ ДВИЖЕНИЕМ

Резюме

Производится расчет радиальных сил могущих появится при радиальном перемещении сердечника электромагнатов с поступательным движением. На основании результатов выводятся заключения о выборе зазора так как имеет значение его правильный расчет.

Economia de material în construcţia aparatelor electrice

Ing. GH. COSMIN

621.315.5/6.003.1 : 621.316.3/9

Se arată metodele principale pe baza cărora se pot realiza construcţii economice ale aparatelor electrice de joasă tensiune. Se stabilesc densităţile admisibile cu care pot fi încărcaţi conductorii fără a se încălzi peste temperatura admisibilă, se arată avantajele construirii aparatelor numai pentru curent alternativ, determinîndu-se şi metodele de construcţie economică; se expune principiul stricţiunii curentului cum şi o serie de alte principii care trebuie să stea la baza realizării unor aparate electrice economice şi de calitate satisfăcătoare.

Astăzi, cînd în mare măsură, industria noastră de aparate electrice a reuşit, prin rapida ei dezvoltare, să acopere necesarul cantitativ şi pe sortimente al economiei naţionale, devine pentru constructori o sarcină de prim ordin să realizeze construcţii din ce în ce mai economice, menţinînd sau chiar mărind performanţele aparatelor. Aplicarea consecventă a noilor teorii ştiinţifice, a noilor descoperiri tehnice, adus şi în construcţia aparatelor electrice, ca în multe alte domenii ale tehnicii, la realizarea unor aparate cu dimensiuni mult mai reduse, cu greutate mai mică, de construcţie mai simplă şi în care cantitatea şi valoarea materialului utilizat sînt considerabil mai reduse ca în trecut. Insă, în producţia noastă actuală există încă construcţii bazate pe principii învechite, cu complicaţii inutile şi în care se consumă în mod nejustificat materiale preţioase. De asemenea, chiar pentru construcţiile noi trebuie analizate în permanenţă posibilităţile de ieftinire.

Ne propunem în articolul de faţă, să prezentăm cîteva principii pe baza cărora se pot obţine economii de materiale în construcţia aparatelor electrice, în special ale celor de joasă tensiune.

1. Folosirea maximală a conductibilităţii metalelor

Există în lumea electrotehnicienilor o prejudecată : un conductor trebuie să fie de cupru şi de secţiune corespunzătoare unei densităţi de 2 A/mm². Se poate arăta destul de uşor că acest „principiu" este periculos de greşit, el ducînd, în majoritatea cazurilor, la risipă de material.

Este cunoscută relaţia care ne dă supratemperatura atinsă de un conductor în regim permanent :

$$\vartheta = \frac{P}{K \cdot S},$$

unde :

P este puterea dezvoltată în conductor $P = RI^2$;

K — coeficientul de transmisie totală a căldurii ;

S — suprafaţa de răcire a conductorului.

Pentru un conductor omogen suficient de lung (pentru a elimina influenţa capetelor) formula devine, notînd

$$R = \rho \frac{l}{s}\ ;\ S = p \cdot l$$ şi densitatea de curent $j = \frac{I}{s}$

$$\vartheta = \frac{\rho}{K} \frac{s}{p} j^2,$$

unde :

s este secţiunea şi

p — perimetrul conductorului.

Supratemperatura admisibilă ϑ este de circa 60°. Pentru a nu atinge limita, vom admite în calcul numai 55°C.

Rezistivitatea ρ la temperatura de 95°C (adică 60° + 35° temperatura ambiantă) este egală cu :

$2{,}3 \cdot 10^{-6}$ Ωcm pentru cupru electrolitic,
$3{,}6 \cdot 10^{-6}$ Ωcm pentru aluminiu,
$9{,}5 \cdot 10^{-6}$ Ωcm pentru alamă.
$18{,}3 \cdot 10^{-6}$ Ωcm pentru oţel.

Coeficientul de transmisie totală a căldurii la aceste temperaturi este cel puţin egal cu $9 \cdot 10^{-4}$ W/cm²°C pentru conductori de secţiune circulară şi 10^{-3} W/cm²°C pentru conductori de secţiune dreptunghiulară.

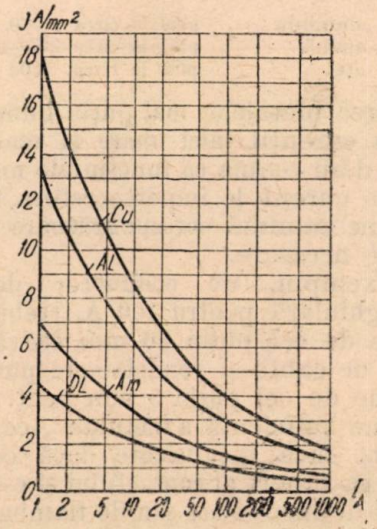


Fig. 1.

Cu aceste date am trasat curbele din fig. 1 şi 2 care ne dau densitatea de curent în funcţie de curent pentru conductori de secţiune circulară respectiv pentru conductori de secţiune dreptunghiulară cu raportul $\frac{h}{b} = 6$.

Din aceste curbe tragem următoarele concluzii :

a) La cupru se poate lucra cu densităţi de curent mult mai mari de 2 A/mm² pînă la circa 600 A pentru conductorii de secţiune circulară

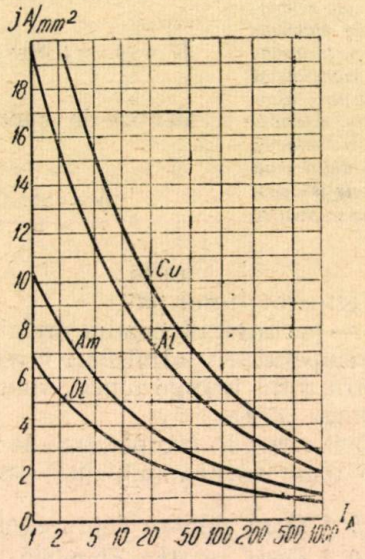


Fig. 2.

şi pînă la circa 2 000 A pentru conductorii de secţiune dreptunghiulară.

b) Este posibilă folosirea altor metale, mai ieftine şi mai puţin deficitare, fără să se ajungă la secţiuni prea mari şi anume :

aluminiu	pînă la circa 1 000 A,
alamă	pînă la circa 200 A
oţel	pînă la circa 100 A.

Folosirea metalelor mai puţin bune conducătoare la curenţii mici apare şi mai raţională dacă ne dăm seama că funcţiunile mecanice ale căilor de curent le impun acestora, în general, o secţiune minimă corespunzătoare rezistenţei mecanice necesare.

De exemplu, un conductor de secţiune dreptunghiulară pentru 100 A, trebuie să aibă o lăţime de cel puţin 20 mm ca să cuprindă papucul de cablu şi rondela corespunzătoare şi o grosime de cel puţin 5 mm pentru a obţine o lungime suficientă a filetului. Aceste dimensiuni sînt încă insuficiente dacă conductorul serveşte ca suport al contactului şi este supus la solicitări de încovoiere sau de flambaj.

Această secţiune minimă de 100 mm² corespunde deci unei densităţi de curent de 1 A/mm². Dacă ne referim la fig. 2, vedem că la 100 A, chiar oţelul admite o densitate de curent superioară, în consecinţă, utilizarea la 100 A şi cu atît mai mult la curenţi inferiori, a unor metale mai scumpe decît oţelul, nu poate fi justificată prin încălzire.

Trebuie să atragem atenţia însă că toate considerentele de mai sus sînt valabile numai pentru conductorii aşezaţi în aer liber, deci pentru aparatele deschise. La aparatele închise situaţia se schimbă simţitor în funcţie de dimensiunile, etanşeitatea şi materialul carcasei. Determinarea încălzirii prin calcul prezintă dificultăţi mult mai mari, de aceea ne vom mărgini să menţionăm că aplicarea aceleiaşi formule poate da rezultate acoperitoare dacă luăm pentru K valori în jurul a $4 \cdot 10^{-4}$ W/cm² °C. In acest caz, desigur şi utilizarea materialelor mai puţin bune conducătoare este mai limitată şi anume :

aluminiu	pînă la circa 600 A,
alamă	pînă la circa 150 A,
oţel	pînă la circa 60 A.

Menţionăm că utilizarea oţelului la curenţi mai mari este limitată şi de apariţia unui puternic efect pelicular.

In concluzie, principiul folosirii maximale a conductibilităţii metalelor impune folosirea raţională a diferitelor metale şi aliaje, astfel încît toţi conductorii să lucreze la temperaturi apropiate de temperatura limită admisibilă.

In preocuparea de a obţine secţiuni cît mai economice nu trebuie neglijate nici posibilităţile de îmbunătăţire a coeficientului de transmisie totală a căldurii, unul din factorii din formula încălzirii.

Coeficientul K este format din suma coeficienţilor de transmisie a căldurii prin radiaţie şi prin convecţie ; în vederea sporirii coeficientului total trebuie aplicate simultan metodele specifice pentru sporirea fiecăruia din ei ţinînd seama că la tempraturile de lucru ale căilor de curent predomină sensibil coeficientul de transmisie a căldurii prin convecţie, care este de 2 pînă la 4 ori mai mare ca cel de transmisie prin radiaţie.

Pentru mărirea primului coeficient trebuie asigurată în primul rînd o cît mai bună ventilaţie, ceea ce este posibil la aparatele protejate şi închise normal. La acestea trebuie creată posibilitatea unei circulaţii de jos în sus a aerului proaspăt.

Pentru mărirea coeficientului de transmisie a căldurii prin radiaţie trebuie îmbunătăţit coeficientul de emisie (ε).

Barele oxidate şi în special cele vopsite au un coeficient de emisie mare, favorabil transmisiei de căldură, cele lustruite, nichelate sau cositorite au un coeficient de emisie mic, de aceea aceste operaţii trebuie evitate ori de cîte ori nu sînt impuse de alte considerente.

In sfîrşit, ambii coeficienţi sînt influenţaţi favorabil de creşterea temperaturii conductorului.

2. Folosirea maximală a proprietăţilor de stingere ale arcului electric de curent alternativ

Este cunoscut de mult faptul că stingerea arcului electric de curent alternativ de joasă tensiune este deosebit de uşoară faţă de stingerea celui de curent continuu. Arcul de curent

continuu se stinge greu, numai după ce a căpătat o anumită lungime și numai sub acțiunea unui puternic suflaj magnetic, pe cînd la întreruperea curentului alternativ sub anumite valori de curent și tensiune, nici nu apare arc ci numai scîntei.

Intre tensiunea la bornele arcului și curentul limită la care apare arcul, avem în curent alternativ, în cazul electrozilor metalici, următoarea relație :

$$U_a = \left(150 + \frac{3\,600}{I_a}\right) n\sqrt{3}$$

n fiind numărul locurilor de întrerupere.

In fig. 3 a fost reprezentată funcția $U_a = f(I_a)$ pentru $n = 1$ și $n = 2$. Se vede că pentru va-

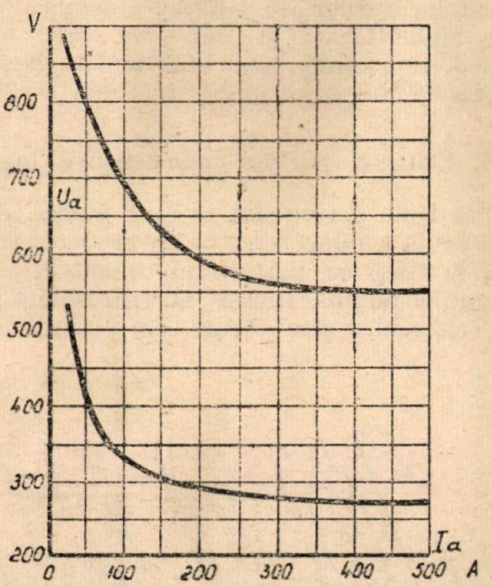


Fig. 3.

loarea de probă a tensiunii (550 V) cu două locuri de întrerupere se poate întrerupe un curent de 400 A fără a se produce arc.

La valori mai mari de curent se produce un

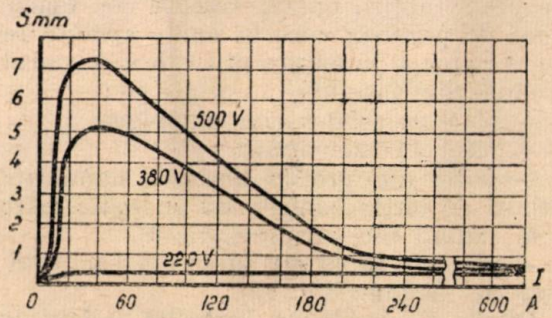


Fig. 4.

arc care se stinge însă foarte ușor la prima trecere a curentului prin zero, la distanțe foarte mici între contacte și fără dispozitive speciale de stingere.

Diagramele din fig. 4 stabilite de profesorul *O B. Bronn* de la Leningrad, arată că distanța necesară între contacte este în curent alternativ la 500 V de maximum 8 mm pentru simplă rupere, iar la dublă rupere, distanța necesară nu depășește 2— 3 mm.

Deși aceste fenomene sînt cunoscute de destul de mult timp, deși numărul instalațiilor de curent alternativ a devenit atît de copleșitor încît este astăzi cu totul irațional să se construiască întrerupători care să se folosească și în curent continuu și în curent alternativ, totuși se mai construiesc încă, atît la noi cît și în alte țări, astfel de aparate.

Dar ceea ce se observă îndeosebi, este că, chiar în construcția unora din aparatele de curent alternativ, se păstrează „reminiscențe" din construcțiile de curent continuu, care sînt nu numai inutile dar chiar defavorabile. Se arată astfel că atît depășirea distanței necesare, cît și despărțirea contactelor cu o viteză prea mare, duce la creșterea inutilă a lungimii arcului și deci la creșterea efectelor sale periculoase.

Din contra, arcul menținut scurt mai prezintă încă un avantaj : el nu are tendința să se deplaseze și să-și formeze noi puncte de sprijin, ceea ce permite așezarea foarte apropiată a celor două puncte de rupere și deci o punte de contact foarte scurtă. In general, din motive constructive, acest avantaj nici nu poate fi complet utilizat.

In sfîrșit, mica deplasare a contactelor și dimensiunile reduse ale punții de contact, atrag după ele dimensiuni mici ale dispozitivului de acționare și ale pieselor sale care sînt supuse la eforturi reduse și la o uzură mică.

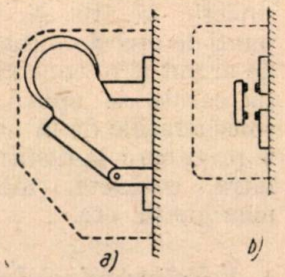


Fig. 5.
a-construcție veche ;
b-construcție nouă.

Fig. 5 ne arată sugestiv pentru un întrerupător de 100 A, diferența între dimensiunile tipului vechi, folosit și în curent continuu și cele ale unui tip relativ nou, specific pentru curent alternativ și construit în conformitate cu principiile expuse mai sus.

3. Folosirea contactelor de argint

Utilizarea în construcția aparatelor electrice de joasă tensiune a contactelor inoxidabile din argint pur sau aliat cu metale dure (tungsten, cadmiu) constituie unul din cele mai importante progrese. Aplicînd principiul strictiunii curentului, pe care îl vom expune în capitolul următor, contactele de argint pot fi surprinzător de mult încărcate, dacă sînt pe cît posibil de mult încastrate în suportul contactului, în așa fel încît căldura produsă local să se poată trans-

mite bine. In fig. 6 este arătat modul de fixare al unei plăcuțe de argint curat de 12 mm diametru. Acest contact este capabil să suporte un curent de durată de 1 500 A și un curent de scurtcircuit de 20—30 kA.

Avantajele considerabile pe care le prezintă contactele de argint și pe care le citățm rezumativ :

— capacitatea de folosire la cele mai diferite solicitări ;

— constanța rezistenței de contact.

— întreținerea necesară foarte redusă, duc la avantaje economice importante atît în construcția aparatelor cît și în exploatare. Inlocuirea punților de contact din bare de cupru cu punți confecționate din oțel și prevăzute cu nituri de argint în punctele de contact, a devenit obișnuită atît în construcția contactelor auxiliare, cît și în construția întreruptorilor și contactorilor de curenți mici pînă la circa 15 A. In fig. 7 este reprezentat schematic un contactor sovietic de 10 A, cu punți de oțel și contacte de argint și în construcția căruia se aplică și considerațiile de la cap. 2 privitoare la distanța între contacte, mărimea punții, etc.

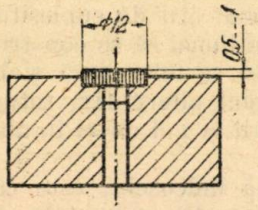


Fig. 6.

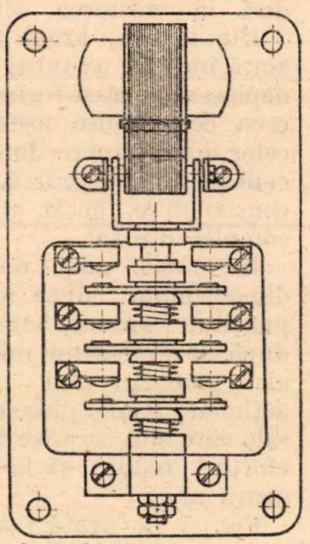


Fig. 7.

4. Folosirea principiului strictiunii curentului

S-a dovedit practic că este posibilă realizarea unor legături de contact în care să se producă o puternică strictiune a linilor de curent, fără ca să fie de temut o încălzire periculoasă, atît timp cît există o presiune suficientă între piesele de contact. Exemplul tipic îl constituie legătura de contact între două bare dreptunghiulare, reprezentată în fig. 8. Barele nu sînt fixate împreună ca de obicei pe lat, ci una din ele este fixată pe partea îngustă a celei de a doua. Este necesar numai, ca pentru filetul șuruburilor care asigură presiunea dorită, să fie prevăzut suficient spațiu. Un alt exemplu îl constituie contactul prezentat anterior în fig. 6.

Rezultate la fel de bune se obțin și în cazul legăturilor de contact realizate cu bare de aluminiu, după același principiu. Se dovedește astfel din nou, că mărimea suprafeței de contact joacă un rol neînsemnat pentru rezistența de contact, atît timp cît suprafețele de contact sînt și rămîn curate, iar presiunea de contact nu scade.

De observat că un conductor poate fi strictionat cu atît mai mult cu cît această strictiune este mai scurtă.

Strictiunea curentului dă rezultate și mai bune la curenții de scurtcircuit, de asemenea în cazul legăturilor de contact mobile ; contactele punctiforme și liniforme, larg utilizate astăzi, reprezintă cazuri particulare de aplicare a principiului strictiunii curentului.

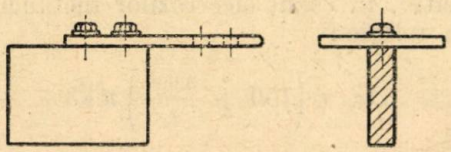


Fig. 8.

5. Evitarea părților constructive inactive

Părți pur active sînt în fond numai cele care servesc la conducerea sau întreruperea curentului, în timp ce materialul izolant este numai un mijloc auxiliar inactiv necesar izolării polilor. In cele mai multe cazuri este posibilă izolarea cu plăci subțiri, bucșe, rondele etc. Plăcile de bază de pertinax care la multe aparate reprezintă aproape jumătate din valoarea aparatului trebuie eliminate fiind înlocuite cu :

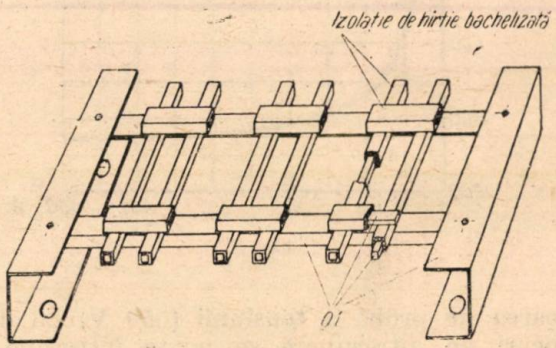


Fig. 9.

— plăci de asbo-ciment impregnat,

— plăci de bachelită,

— cadre din profile metalice îmbrăcate cu tuburi de hîrtie bachelizată și legate între ele prin sudură sau șuruburi (fig.9).

— plăci de tablă cu bucșe din bachelită sau material ceramic (fig. 10).

Plăcile și piesele de bachelită trebuie astfel proiectate încît consumul de material să fie minim fără a se afecta asupra rezistenței mecanice a pieselor. Acest lucru este perfect posibil prin folosirea pereților subțiri cu nervuri de întărire ; se crește astfel rezistența mecanică obținîndu-se o mai bună coacere a materialului

şi economisindu-se, în acelaşi timp, importante cantităţi de material.

In fig. 11 sînt prezentate piese de bachelită în proiectarea iniţială şi după aplicarea principiului pereţilor subţiri cu nervuri.

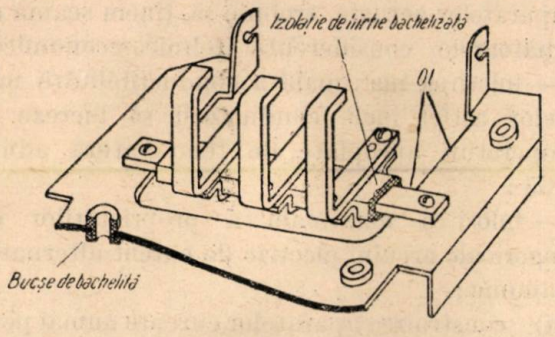
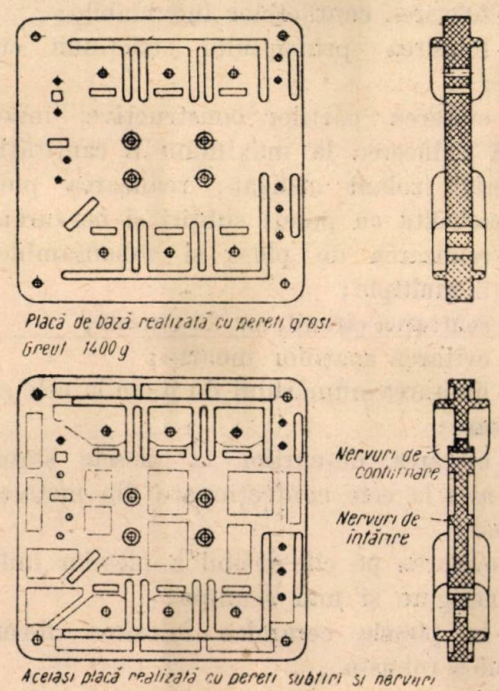


Fig. 10.

De folosirea cu îndemînare a marilor posibilităţi pe care le oferă piesele de bachelită, depinde în mare măsură simplitatea şi economia



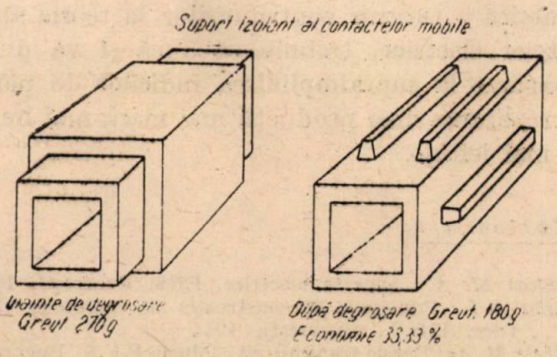


Fig. 11.

construcţiilor aparatelor mici de joasă tensiune. Piesele presate din bachelită trebuie să îndeplinească multiple funcţii astfel încît să rezulte părţi active cît mai simple şi să se obţină distanţele de conturnare necesare prin nervuri, cu maximum de economie de spaţiu. La placa de bază din fig. 11 se pot vedea nervurile de conturnare care permit apropierea pieselor de polarităţi diferite în limitele distanţei de străpungere admisibile (distanţa de străpungere admisă este mult mai mică decît distanţa de conturnare, de exemplu la 500 V, 6 mm faţă de 10 mm.

Problemele economice legate de piesele de bachelită sînt importante îndeosebi pentru aparatele mici şi de mare serie, deoarece mărimea pieselor este limitată atît din motive de rezistenţă mecanică, cît mai ales din cauza costului matriţelor şi mărimii preselor necesare.

5. Concluzii

In afară de metodele principale indicate în capitolele precedente, vom da încă cîteva exemple de economii importante realizate în construcţia aparatelor electrice prin aplicarea altor metode care trebuie luate de asemenea în consideraţie.

Una din aceste metode este realizarea pieselor sau subansamblelor cu funcţii multiple.

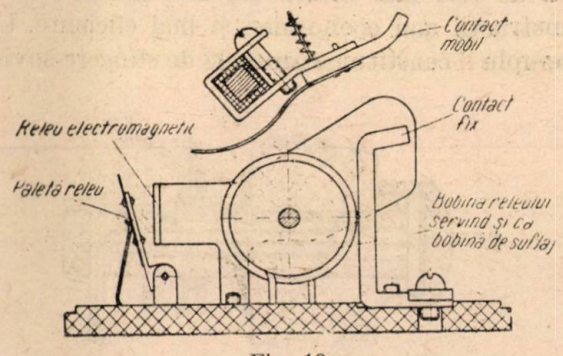


Fig. 12.

Industria noastră de aparate electrice de joasă tensiune a folosit în multe cazuri această metodă De exemplu, în construcţia întrerupătorului automat în aer de 25 A-DITA 25 (fig. 12), bobinele de suflaj sînt în acelaşi timp bobinele releelor electromagnetice de protecţie împotriva scurticircuitelor. La întrerupătorul automat în ulei de 25 A-DITU 25 (fig. 13) suporţii contactelor fixe servesc de asemenea ca armături ale releelor electromagnetice. Aplicarea acestei metode duce întotdeauna la importante economii de material şi mai ales de spaţiu.

O altă metodă prin care se economisesc metale neferoase, este simplificarea circuitelor de curent. Un exemplu excelent îl constituie noile borne pentru tablouri de distribuţie, datorită cărora s-au realizat enorme economii de alamă şi de manoperă. In fig. 14 este arătat circuitul de curent la bornele dinainte, circuit care im-

punea confecționarea tuturor pieselor din alamă. Noul circuit, care realizează legătura directă între conductorul de ieșire și cel de intrare prin intermediul unei simple șaibe, face posibilă confecționarea din oțel a tuturor pieselor, cu excepția acestei șaibe.

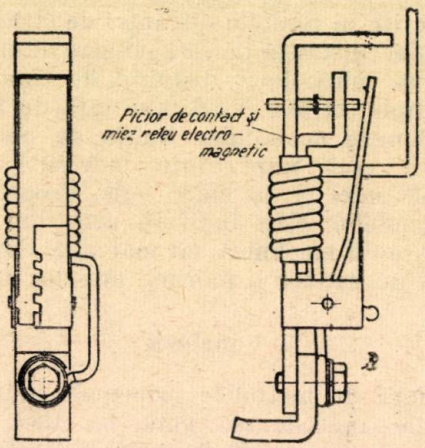


Fig. 13.

Noile contribuții în dezvoltarea teoriei care stă la baza construcției aparatelor electrice duc de cele mai multe ori la realizarea unor construcții mai economice și mai eficiente. Un exemplu îl constituie camerele de stingere sovietice realizate pe principiul camerelor deion; folosind însă plăcuțe din fier cuprat în loc de cupru, se obține la aceeași conductibilitate superficială o importantă economie de cupru. De asemenea, datorită faptului că plăcuțele de fier crează un cîmp magnetic care „suflă" arcul spre ele, devine inutilă acțiunea bobinei de suflaj și se obține astfel încă o economie de metal neferos.

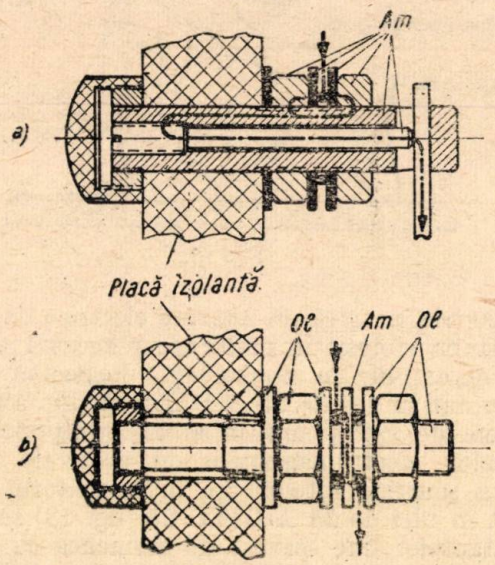


Fig. 14.
a-construcție vechi *b*-construcție nouă.

In concluzie, în munca de proiectare a noilor aparate, ca și în activitatea de îmbunătățire a aparatelor actuale, trebuie să ținem seama de următoarele considerente tehnico-economice:

— folosirea maximală a conductibilității metalelor astfel încît conductorii să lucreze la temperaturi apropiate de temperatura admisibilă:

— folosirea maximală a proprietăților de stingere ale arcului electric de curent alternativ și anume:

a) construirea aparatelor curente numai pentru curent alternativ,

b) folosirea mai largă a sistemului de rupere dublă cu punte de contact scurtă și deplasarea redusă a contactelor;

— folosirea contactelor inoxidabile;

— folosirea principiului stricțiunii curentului;

— evitarea părților constructive, inactive, adică reducerea la maximum a cantității de material izolant utilizat; realizarea pieselor de bachelită cu pereți subțiri și nervuri;

— realizarea de piese și subansamble cu funcții multiple;

— scurtarea circuitelor de curent;

— evitarea spațiilor moarte;

— limitarea numărului de piese la cele strict necesare;

— evitarea deșeurilor la piesele ștanțate, mai ales la cele confecționate din metale neferoase;

—evitarea pe cît posibil a pieselor îndoite, mai nesigure și mai scumpe;

— la piesele ceramice folosirea formelor simple și robuste.

Aplicarea sistematică, atentă si îndemînatică a acestor metode, punerea cu curaj în practică a tuturor contribuțiilor la teoria aparatelor electrice, trebuie să ducă și va duce neapărat la supraîmplinirea indicilor de plan, la realizarea unei producții mai mari, mai bune și mai ieftine.

Bibliografie

Babicov M. A.: Aparate electrice, EES, București, 1953
Builov A. I.: Principiile de construcție ale aparatelor electrice, E.E.S., București, 1954
Miheev M. A.: Bazele transmiterii căldurii, E.E.S., București 1953

Neumann L. R.: Efectul pelicular la conductorii feromagnetici şi în circuitele magnetice. Electricestvo nr. 1/1950
Bron O. B.: Suflajul arcului printr-un cîmp magnetic, GIGRE 1939
Priclonschi E. N.: Densitatea optimă de curent în conductori, cabluri şi bare, Electricestvo nr. 11/1950
Holm R.: Fie technische Physik der elektrischen Kontakte
Paxton R. şi *Strang H. E.*: Designs of current — carrying contacts in modern switchgear — Gen. El. Rev. 1933
Franken H.-Koln: Silber im Schaltgerätebau, Der Elektrotechniker, 1949
Gogel H. şi *Dittler H.*: Werkstoffe für elektrische Kontakte, ETZ, 1952
Kussy W.: Elektrische Niederspannungschaltgeräte, H. Cram 1951
Cosmin Gh. Suflajul magnetic la întreruptorii în aer. Electricitatea nr. 3/1952

ЭКОНОМИЯ МАТЕРИАЛА В ЭЛЕКТРОАППАРАТОСТРОЕНИИ

Резюме

Указываются главные методы на основании которых можно осуществить экономные конструкции низковольтных электроаппаратов. Устанавливаются допускаемые плотности которыми могут нагружатся проводники без нагрева сверх допустимой температуры, указываются преимущества конструкции аппаратов только на переменный ток, определяясь и методы экономной конструкции, излагается метод стикции тока и ряд других принципов стоящих в основе осуществления экономных и качественных электроаппаратов.

Principii fundamentale în proiectarea servomecanismelor

(I)

Prof. ing. CHR. VAZACA şi ing. GH. IANCULESCU

621—526.001.6

Se expun mai întîi caracteristicile de funcţionare şi modul de specificare al performanţelor servomecanismelor, în regim tranzitoriu şi în regim sinusoidal. Pe această teză, se tratează metodele de analiză a servomecanismelor, legate de problema stabilităţii acestora, insistîndu-se asupra analizei în regimul sinusoidal. In concluzii, se arată modul prin care se poate deduce răspunsul tranzitoriu al unui servomecanism, cunoscîndu-se răspunsul sinusoidal.

In tehnica modernă, se introduc din ce în ce mai mult sistemele de reglaj automat cu comandă continuă, ce permit realizarea celor mai grele condiţii de precizie, siguranţă şi viteză de acţionare, cerute de aceasta.

Scopul articolului de faţă este de a expune unele din problemele fundamentale privind proiectarea sistemelor de reglaj automat cu comandă continuă, a servomecanismelor cu comandă continuă, tratîndu-se pentru aceasta modul de caracterizare al servomecanismelor, precum şi metodele de bază ale analizei şi sintezei acestora. Aceste probleme urmează să fie tratate numai pentru sistemele liniare.

I. Caracteristicile fundamentale ale sistemelor de comandă automată, liniare, cu ciclu închis şi comandă continuă.

a) **Sisteme de comandă cu ciclu deschis şi cu ciclu închis.** Rolul unui sistem de comandă este de a modifica sau regla valoarea unei mărimi fizice oarecare, ce se numeşte mărimea comandată (q_e), după valoareaunei alte mărimi fizice de aceeaşi natură sau de uatură diferită, care se numeşte mărimea de comandă (q_i). Asupra sistemului de comandă poate acţiona mărimea de comandă direct, sau după ce aceasta a fost transformată în altă mărime fizică prin intermediul unui traductor. Mărimea care acţionează efectiv la intrarea sistemului de comandă se numeşte mărimea de intrare (θ_i) a sistemului şi poate deci să difere de mărimea de comandă. Sistemul de comandă propriu-zis acţionează asupra mărimii comandate fie direct, în care caz mărimea de ieşire a sistemului (θ_e) coincide cu mărimea comandată, fie indirect prin intermediul unui traductor, în care caz mărimea de ieşire diferă de mărimea comandată.

Sistemele de comandă se încadrează în două clase mari: sisteme de comandă cu ciclu deschis şi sisteme de comandă cu ciclu închis.

Un sistem de comandă se zice cu ciclu deschis dacă mărimea de ieşire a sistemului nu influenţează în nici un fel mărimea de intrare. Intr-un astfel de sistem, comanda se face înconcordanţă cu o mărime de intrare arbitrară, iar fidelitatea comenzii depinde numai de liniaritatea elementelor componente ale sistemului şi de etalonarea acestora. Sistemul nu are nici o posi-

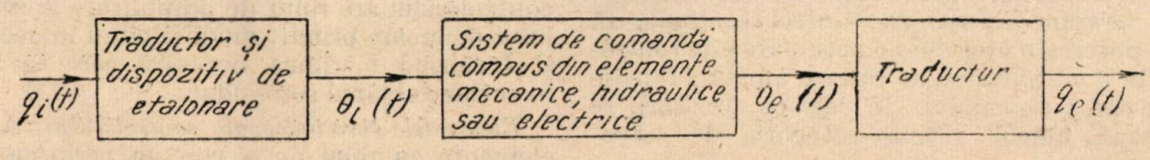


Fig. 1. Sistem de comandă cu ciclu deschis.

bilitate de a constata şi corecta o eroare ce s-a produs în executarea comenzii, deci nu este sensibil la eroarea sa.

Schema de principiu a unui sistem de comandă cu ciclu deschis este arătată în fig. 1.

Un sistem de comandă se zice cu ciclu închis, dacă mărimea de ieşire a sistemului influenţează mărimea de intrare, prin intermediul unei căi de reacţie, care stabileşte o legătură inversă între ieşirea şi intrarea sistemului. Prin această legătură se transmite la intrarea sistemului o mărime de reacţie (θ_r), funcţie de mărimea de ieşire, ce se compară cu mărimea de intrare într-un dispozitiv numit detector de eroare. Din diferenţa acestor mărimi rezultă o nouă mărime denumită eroarea sistemului, care devine noua mărime de comandă a acestuia. Sistemul de comandă cu ciclu închis este în orice moment sensibil la eroarea sa; liniaritatea sistemului şi etalonarea sa ocupă numai un rol secundar. Un sistem de comandă cu ciclu închis este deci un sistem aservit, care este obligat să urmărească în mod continuu variaţiile

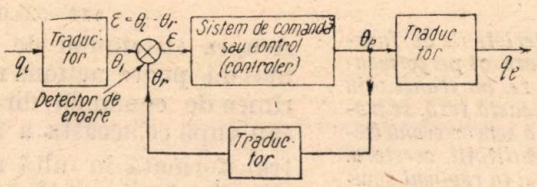


Fig. 2. Sistem de comandă cu ciclu închis.

erorii sale, tinzînd să o anuleze. Din acest motiv sistemele de comandă cu ciclu închis se mai numesc servosisteme.

Schema de principiu a unui sistem cu ciclu închis se arată în fig. 2.

b) Servomecanisme şi regulatoare. Servomecanismele constituie o clasă particulară de servosisteme şi anume ele reprezintă servosistemele în care se includ mişcări mecanice. După caracteristicile de control, există trei categorii de servomecanisme;

— servomecanisme de tip releu, în care întreaga putere a motorului de acţionare este aplicată de îndată ce eroarea depăşeşte pragul de acţionare al releului:

— servomecanisme cu corecţie definită, în care puterea motorului de acţionare este controlată în trepte finite la intervale de timp definite:

— servomecanisme cu control continuu, în care puterea motorului de acţionare este controlată în mod continuu de către o anumită funcţie de eroarea sistemului. In cele ce urmează, se tratează numai ultima categorie de servomecanisme.

Un servomecanism posedă trei caracteristici fundamentale:

— este un sistem de comandă cu ciclu închis;

— este un sistem ce poate stabili un control pe un larg interval de comandă, ce poate varia într-un mod întîmplător;

— este un sistem ce permite comanda unor surse de putere ridicată situate în puncte depărtate, folosind surse de putere coborîtă situate în puncte apropiate de locul de comandă.

Regulatorul este un sistem de comandă ce reprezintă un caz particular de servomecanism şi anume este un sistem de comandă cu ciclu închis în care mărimea de intrare este constantă, jucînd rolul unei mărimi de referinţă. Regulatorul are rolul de a menţine mărimea de ieşire în jurul unei valori fixe, determinată de mărimea de referinţă, trebuind să compenseze în mod continuu efectele de deviere produse de diversele perturbaţii care acţionează asupra sistemului.

Servomecanismul este un sistem de comandă care poate avea o eroare staţionară nulă cînd sarcina sistemului şi perturbaţiile nu variază, pe cînd regulatorul este un sistem de comandă care prezintă întotdeauna o eroare staţionară.

c) Elementele funcţionale ale servomecanismelor. *Mărimea de comandă şi traductorul ei.* Locul în care se află mărimea ce trebuie să comande sistemul este situat, de obicei, la distanţă de sistemul comandat şi de aceea această mărime trebuie transmisă pe o cale oarecare la sistemul comandat.

In majoritatea cazurilor mărimea de comandă nu se potriveşte cu calea de transmisie utilizată şi din această cauză se transformă cu ajutorul unui traductor. Mărimea de comandă poate lua forme fizice foarte variate (poziţie sau deplasare, tensiune sau curent electric, presiune sau debit, temperatură, concentraţie chimică, flux de lumină etc.).

Mărimea comandată şi traductorul ei. Mărimea comandată sau de ieşire a sistemului există şi ea într-o mare varietate de forme, fiind de obicei diferită ca natură de mărimea de comandă.

Eroarea şi detectorul de eroare . Eroarea sistemului rezultă din comparaţia dintre mărimea de comandă şi mărimea comandată, efectuată în mod direct sau indirect de detectorul de eroare, graţie căii de reacţie a sistemului.

Detectorul de eroare poate lua forme variate, după felul traductorilor mărimii de comandă şi a mărimii comandate.

Amplificatorul controlerului. Amplificatorul controlerului are rolul de amplificare al semnalului de eroare primit, modificîndu-l în acest fel şi furnizînd mărimea necesară care să pună în acţiune organul comandat.

Elementele corectoare ale controlerului. Aceste elemente au rolul de a corecta performanţele servomecanismului, punîndu-l în acord cu cerinţele proiectării. Se disting două categorii de elemente corectoare: reţele corectoare şi bucle de reacţie locale.

Elementele corectoare constituie din punct de vedere funcţional partea esenţială a unui

servomecanism, deoarece acestea decid însuși caracterul funcționării servomecanismului.

Organul de execuție (servomotorul controlerului). Organul de execuție este elementul care acționează asupra obiectului comandat. Organul de execuție al unui servomecanism ia în general forma unui servomotor (electric sau hidraulic) și este comandat de amplificatorul controlerului de la care primește energia necesară acționării sale, prin care stabilește noua stare a mărimii comandate.

Mărimi perturbatoare. Pe lîngă mărimea de comandă și mărimea comandată, într-un servomecanism mai intervin și o serie de mărimi perturbatoare (perturbații produse asupra mărimii de ieșire a servomecanismului de către cauze exterioare sistemului, perturbații produse de sursele de zgomot interne ale sistemului). Efectul acestor mărimi perturbatoare trebuie minimalizat spre a se asigura satisfacerea performanțelor cerute servomecanismului.

II. Caracteristicile de funcționare ale unui servomecanism. Specificarea performanțelor

Un servomecanism specific unei anumite aplicații trebuie să îndeplinească scopurile acesteia, cerînd în acest scop calități de performanță minime necesare. Această cerință fizică fundamentală trebuie să fie transpusă pe o definiție matematică a performanței corespunzătoare dorită. Cea mai importantă caracteristică a unui servomecanism este exactitatea cu care poate să-și îndeplinească rolul. Pentru un servomecanism ideal se cere ca eroarea sistemului să fie menținută riguros nulă în orice moment, întrucît scopul unui servomecanism este de a stabili valoarea mărimii comandate în concordanță cu mărimea de comandă. La servomecanismele reale se poate realiza o eroare nulă în regim staționar, dar în regim tranzitoriu sau dinamic nu este posibil niciodată să se mențină eroarea la valoarea zero în mod continuu pentru motivul că sistemul cuprinde întotdeauna elemente acumulatoare de energie care introduc inerție, cînd mărimea de comandă sau sarcina sistemului variază. De obicei eroarea în regimul tranzitoriu (eroarea dinamică) poate fi menținută în limite destul de mici, fără ca să se introducă prin aceasta o complexitate prea mare în structura sistemului.

Există mai multe moduri prin care să se specifice performanțele unui servomecanism. Cel mai folosit mod este acela de a stabili în ce mod variază mărimea de ieșire a servomecanismului, ca răspuns al unui semnal aplicat la intrarea sa. Semnalul de la intrarea servomecanismului se alege ca să reprezinte tipul de semnale întîlnite în aplicația particulară a servomecanismului respectiv. Astfel se studiază, de obicei, răspunsul servomecanismului în următoarele cazuri :

a) Răspunsul sistemului la o perturbație treaptă la intrare, adică la o variație bruscă a mărimii de comandă, de la zero la o valoare constantă. Acesta este răspunsul sistemului în regim tranzitoriu. Acest mod de încercare oferă un dublu avantaj și anume tehnica experimentală cerută este deosebit de simplă și apoi în sisteme liniare, din răspunsul la o perturbație treaptă aplicată la intrare se poate deduce prin calcul răspunsul la orice fel de perturbație aplicată la intrare.

b) Răspunsul sistemului la o perturbație sinusoidală, adică la o variație sinusoidală a mărimii de comandă. Acesta este răspunsul sistemului în regim sinusoidal permanent și este important în cazul cînd la intrarea sistemului se aplică un semnal periodic. Intr-un sistem liniar, cunoscîndu-se această caracteristică de răspuns, se poate deduce prin calcul răspunsul sistemului la orice alt fel de semnal aplicat la intrare.

c) Răspunsul sistemului la o perturbație de o formă neregulată, întîmplătoare, care se alege să coincidă cu cea mai probabilă perturbație în utilizarea practică a servomecanismului. Studiul acestui răspuns este foarte important, deoarece în realitate la intrarea servomecanismului nu se aplică niciodată semnale standard, ci semnale de o formă oarecare, ce pot fi descrise numai în mod statistic. Din acest motiv s-a pus problema proiectării servomecanismului optim, care să satisfacă cerințelor unei anumite aplicații, problemă ce a fost rezolvată pe bază de considerente statistice.

In legătură cu răspunsul unui servomecanism în regim tranzitoriu, se introduc o serie de noțiuni legate de caracteristicile dinamice de funcționare ale servomecanismului. Răspunsul unui servomecanism stabil la o perturbație treaptă a mărimii de intrare θ_i poate avea una din formele din fig. 3.

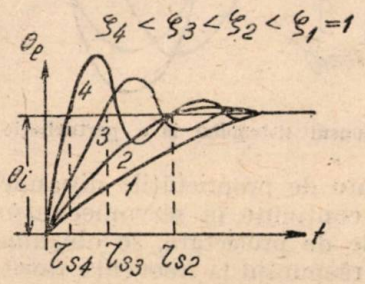


Fig. 3. Răspunsul unui servomecanism în regim tranzitoriu. Diferite grade de stabilitate.

Variația lui θ_e se poate desfășura aperiodic (curba *1*) sau oscilant amortizat (curbele *2—4*). Un sistem are o stabilitate dinamică mai mică și un grad de stabilitate mai mic, cu cît există oscilații mai mari în timpul regimului tranzitoriu. Se obișnuiește să se indice în specificație depășirea maximă admisă pentru mărimea θ_e față de θ_i în timpul regimului tranzitoriu. Din

răspunsul în regim tranzitoriu al sistemului se deduce eroarea dinamică sau tranzitorie $\varepsilon = \theta_i - \theta_e$ și timpul de reglaj sau de răspuns al sistemului, care este timpul în care se poate considera, în mod practic, că s-a terminat regimul tranzitoriu și mărimea de comandă a atins valoarea staționară. Acest timp se ia de obicei după momentul cînd eroarea s-a redus la 2% din valoarea finală (staționară) a mărimii comandată.

Intre forma răspunsului tranzitoriu (stabilitatea dinamică) și timpul de răspuns există o strînsă legătură, aceste două mărimi depinzînd de factorul de amortizare ζ al sistemului.

Dacă $\zeta < 1$, regimul tranzitoriu este oscilant subamortizat, dacă $\zeta > 1$, regimul tranzitoriu este aperiodic și supra amortizat, iar dacă $\zeta = 1$, regimul tranzitoriu este aperiodic și critic amortizat. In cazul $\zeta = 1$ se obține timpul de răspuns cel mai scurt. Se preferă totuși totdeauna un regim slab subamortizat, care înlătură în parte efectele frecărilor fixe (statice) din organele mecanice în mișcare. In regimul oscilant, micșorarea timpului de răspuns înrăutățește stabilitatea dinamică.

In legătură cu răspunsul unui servomecanism în regim permanent sinusoidal, se introduc o altă serie de noțiuni legate de caracteristicile dinamice de funcționare ale servomecanismului. Răspunsul unui servomecanism stabil la o perturbație sinusoidală a mărimii de intrare poate avea forma din fig. 4.

Din studiul acestui răspuns apare defazajul și amplificarea introduse în sistem, ce sînt

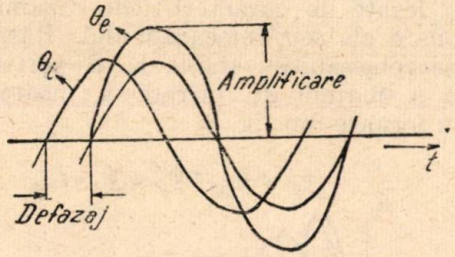


Fig. 4. Răspunsul sistemului la o perturbație sinusoidală

strîns legate de proprietățile dinamice ale elementelor conținute în servomecanism. Pentru necesitățile de proiectare, se obișnuiește să se aprecieze răspunsul la frecvență dorit al servomecanismului considerat, adică variația modulului și fazei raportului $\frac{\theta_e}{\theta_i}$ pe întregul spectru continuu de frecvențe, cînd la intrare se aplică o perturbație sinusoidală.

Pentru sistemele liniare, performanțele acestora sînt complet determinate prin specificarea răspunsului la o perturbație treaptă, sau la o perturbație sinusoidală. După felul aplicației și natura mărimii de intrare, una sau cealaltă din aceste două feluri de specificații poate fi mai ușor de aplicat. In orice caz, proiectarea unui servomecanism se poate deduce pe considerații asupra răspunsului la frecvență, folosind relația existentă între răspunsul tranzitoriu și răspunsul la frecvență. In orice caz practic, performanța servomecanismului trebuie să satisfacă și alte condiții decît condiția principală a exactității în reproducerea comenzii. Astfel se poate impune viteza maximă și minimă de variație a mărimii de ieșire, sau accelerația maximă la ieșirea sistemului, sau un anumit raport între cuplu și momentul de inerție la axa servomotorului etc.

In proiectarea unui servomecanism mai sînt o serie de factori importanți, care sînt incluși de obicei în specificări.

a) Jocul sau intervalul mort în angrenaje, în articulații sau în detectorii electrici și magnetici ,ce are efecte dăunătoare, limitînd amplificarea generală posibilă în ciclul închis al servomecanismului, reducînd astfel eficacitatea sa generală. Dacă se încearcă mărirea amplificării sistemului, jocul va provoca oscilații care periclitează sistemul.

b) Frecarea statică, care spre deosebire de frecarea vîscoasă, distruge liniaritatea sistemului, introducînd astfel dificultăți teoretice și practice în determinarea performanței sistemului, pe care o reduce. Frecarea statică are același caracter discontinuu ca și jocul. Dacă frecarea statică este mare, servomecanismul lucrează cu intermitență și mișcări brusce foarte supărătoare. Eroarea sistemului trebuie să crească la o valoare mare înainte de a se putea învinge frecarea statică; în momentul cînd aceasta s-a depășit și organul respectiv se pune în mișcare, efectul frecării statice scade brusc și servomecanismul tinde să depășească mult poziția corectă.

c) Mecanisme cu blocare (angrenaje și transmisii cu șurub fără fine de proastă calitate) introduc efecte supărătoare în servomecanismele cu sarcină variabilă. Efectul este similar cu al unei frecări statice mari, rezultînd din înțepenirea dispozitivului. Este imposibil să se construiască servomecanisme de bună calitate dacă nu se elimină efectele neliniare introduse de frecări, jocuri și blocări. Neliniaritatea mai poate fi produsă și de o caracteristică neliniară a amplificatorilor din sistem.

d) Frecvențele de rezonanță mecanice ale sistemului. Pentru a construi servomecanisme de înaltă fidelitate, este absolut necesar să se mențină rigiditatea mecanică a axelor și angrenajelor. Itdroducerea unor elemente mecanice cu o frecvență naturală comparabilă cu frecvența semnalului de intrare al sistemului este echivalentă cu introducerea unor filtre adiționale în bucla servomecanismului. Ca un dezavantaj al rezonanței mecanice este faptul că aceasta dezvoltă forțe dinamice importante ce ar putea să fie supărătoare bunei funcționări a sistemului.

e) Nivelul de putere scăzut al semnalului de intrare în amplificatorul controlerului face ca în majoritatea cazurilor, semnalul de eroare fiind mic, cîştigul amplificatorilor să fie foarte mare, peste 10^6.

Dacă calea de reacţie se compune din elemente electrice care pot capta tensiuni parazite sau pot genera tensiuni armonice datorită elementelor neliniare din circuite, aceste tensiuni perturbatoare pot să depăşească semnalul de eroare şi dacă nu sînt eliminate pot să suprasolicite amplificatorul.

Urmează aşa dar că problema zgomotului trebuie inclusă în specificarea performanţelor unui servomecanism.

La baza proiectării unui servomecanism trebuie să se găsească specificarea tuturor performanţelor cerute de aplicaţia respectivă, aceasta constituind în acelaşi timp linia de orientare în proiectare.

III. Metodele de analiza ale servomecanismelor

Analiza constituie o problemă fundamentală în studiul servomecanismelor. Prin analiză se găseşte comportarea dinamică şi staţionară a unui servomecanism a cărui structură este cunoscută. Metodele de analiză ale servomecanismelor s-au dezvoltat pe baza metodelor de analiză ale filtrelor electrice, deoarece servomecanismele se comportă analog filtrelor „trece jos", după cum rezultă analizînd caracteristicile generale ale servomecanismelor. Un servomecanism ideal, care trebuie să reproducă exact semnalul de la intrare pînă la o anumită frecvenţă (aceasta numai în absenţa zgomotului, deoarece altfel nu este dorită reproducerea exactă a intrării) are caracteristicile din fig. 5.

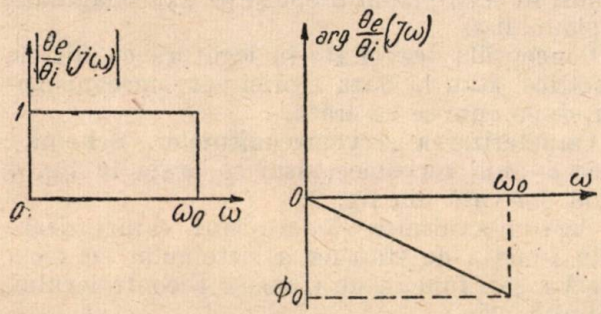


Fig. 5. Caracteristicile unui servomecanism ideal.

Un astfel de servomecanism ideal nu este însă fizic realizabil: servomecanismul real reproduce semnalul de la intrare doar cu o fidelitate relativă, avînd caracteristicile din fig. 6.

Metodele de analiză ale servomecanismelor sînt:

a) analiza pe baza ecuaţiilor diferenţiale;

b) analiza pe baza locului de transfer;

c) analiza pe baza caracteristicilor atenuare-fază.

Pentru a ajunge la tratarea acestor metode, trebuie să se ia în considerare mai întîi diferitele moduri matematice de caracterizare ale filtrelor în general şi ale servomecanismelor în particular.

Metodele matematice de bază pentru caracterizarea filtrelor. Se consideră numai filtrele liniare

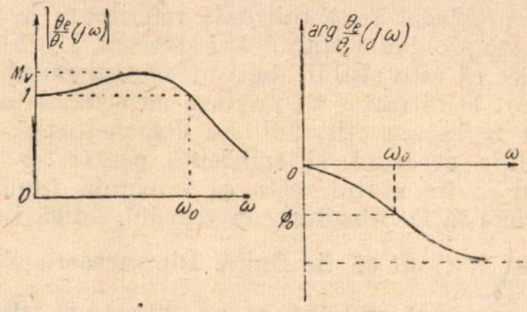


Fig. 6. Caracteristicile unui servomecanism real.

cu constante concentrate, care interesează în ce priveşte comportarea servomecanismelor liniare.

Din ecuaţiile lui Kirchhoff, scrise pentru un astfel de filtru, se deduce o ecuaţie diferenţială liniară cu coeficienţi constanţi, ce leagă ieşirea filtrului u_e de intrarea sa u_i, de forma:

$$\sum_{k=0}^{n} a_k \frac{d^k u_e}{dt^k} = \sum_{l=0}^{m} b_l \frac{d^l u_i}{dt^l}, \qquad (1)$$

în care $m \leqslant n$.

Cînd tensiunea $u_i(t)$ este dată, ecuaţia (1) constituie o ecuaţie diferenţială liniară cu coeficienţi constanţi, neomogenă, pentru determinarea mărimii de ieşire a filtrului $u_e(t)$. Această metodă nu este însă utilă în calculele tehnice de proiectare.

S-au dezvoltat de aceea alte moduri de descriere ale filtrelor, ce se referă la ieşirea unui filtru produsă de tipuri speciale de semnale (semnale standard), aplicate la intrarea filtrului.

In primul rînd se introduce funcţia pondere a filtrului $P(t)$, care se defineşte ca fiind răspunsul unui filtru liniar la un impuls unitar Dirac aplicat în momentul $t = 0$: $\delta(t) = \begin{cases} 0, t \neq 0 \\ \infty, t = 0 \end{cases}$ filtrul găsindu-se cu toate sarcinile electrice şi cu toţi curenţii nuli în momentul aplicării semnalului la intrare. Funcţia pondere posedă, conform definiţiei, proprietatea:

$$P(t) = 0 \text{ pentru } t < 0. \qquad (2)$$

Cunoscîndu-se funcţia pondere a unui filtru, se poate deduce prin calcul, răspunsul filtrului la un semnal arbitrar $E_i(t)$, aplicat la intrarea sa, folosind relaţia:

$$u_e(t) = \int_{0-}^{\infty} u_i(t-\tau)\, P(\tau)\, d\tau, \qquad (3)$$

In particular, dacă la intrarea filtrului se aplică un salt unitar, relaţia (3) dă răspunsul corespunzător :

$$u_e(t) = \int_{0-}^{\infty} P(\tau)\, d\tau. \qquad (3')$$

O problemă fundamentală referitoare la filtre este problema stabilităţii acestora. Un filtru se zice că este stabil dacă un semnal mărginit aplicat la intrarea sa produce un semnal mărginit la ieşirea filtrului. Se demonstrează că, condiţia necesară şi suficientă pentru ca un filtru să fie stabil, este ca integrala funcţiei pondere să fie absolut convergentă, adică integrala $\int_{0-}^{\infty} |P(t)|\, dt$ să fie finită. Din această condiţie generală rezultă că un filtru este stabil dacă şi numai dacă, rădăcinile ecuaţiei sale caracteristice

$$\sum_{k=0}^{n} a_k s^k = 0 \qquad (4)$$

care corespund unor semnale la ieşire excitate de un puls Dirac aplicat la intrare, au partea reală negativă.

Pentru filtrele liniare stabile se consideră răspunsul acestora la o intrare sinusoidală. Acest răspuns este de asemenea sinusoidal, diferind de semnalul de la intrare în modul şi fază printr-un factor complex $Y(j\omega)$. Ca funcţiune de ω, $Y(j\omega)$ se numeşte funcţia de răspuns în frecvenţă. Pentru un filtru cu constante concentrate, caracterizat prin ecuaţia (1), funcţia de răspuns în frecvenţă este o funcţie raţională de $(j\omega)$, de forma :

$$Y(j\omega) = \frac{\sum_{l=0}^{m} b_l (j\omega)^l}{\sum_{k=0}^{n} a_k (j\omega)^k}. \qquad (5)$$

Cunoscîndu-se funcţia de răspuns în frecvenţă a unui filtru $Y(j\omega)$, se deduce răspunsul acestuia $g_e(t)$ la un semnal $g_i(t)$ aplicat la intrare :

$$g_e(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G_i(j\omega)\, Y(j\omega)\, e^{j\omega t}\, d\omega, \qquad (6)$$

în care $G_i(j\omega)$ este transformata Fourier a intrării $g_i(t)$.

Legătura între funcţia de răspuns în frecvenţă şi funcţia pondere a unui filtru stabil este exprimată prin :

$$Y(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(t)\, e^{-j\omega t}\, dt, \qquad (7)$$

adică funcţia de răspuns în frecvenţă este transformata Fourier a funcţiei pondere.

Din (7) se deduce :

$$P(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} Y(j\omega)\, e^{j\omega t}\, d\omega. \qquad (8)$$

Analiza bazată pe metoda transformatei Fourier are însă un cîmp de aplicabilitate limitat, datorită faptului că transformata Fourier nu este definită în multe cazuri interesante în practică. O metodă de analiză mult mai satisfăcătoare este aceea a transformatei Laplace, care nu prezintă limitările ce le posedă transformata Fourier. Pe baza transformatei Laplace, se defineşte funcţia de transfer a unui filtru, ce este o generalizare a funcţiei de răspuns în frecvenţă, ca fiind transformata Laplace a funcţiei pondere

$$Y(s) = \mathfrak{L}[P(t)] = \int_{0-}^{\infty} P(t)\, e^{-st}\, dt. \qquad (9)$$

Din această relaţie de definiţie se deduce :

$$Y(s) = \frac{\mathfrak{L}[u_e(t)]}{\mathfrak{L}[u_i(t)]} = \frac{u_e(s)}{u_{si}(s)}, \qquad (10)$$

adică funcţia de transfer a unui filtru este raportul între transformatele Laplace a semnalului de ieşire şi a celui de intrare. Pentru un filtru cu constante concentrate, funcţia de transfer este o funcţie raţională de s ;

$$Y(s) = \frac{\sum_{l=0}^{m} b_l s^l}{\sum_{k=0}^{n} a_k s^k}. \qquad (11)$$

Criteriul de stabilitate al unui filtru se poate formula în raport cu funcţia de transfer : un filtru cu constante concentrate este stabil dacă şi numai dacă funcţia de transfer $Y(s)$ nu are poluri în semi-planul drept şi pe axa imaginară a planului s.

Concepţiile dezvoltate în legătură cu filtrele electrice stau la baza teoriei servomecanismelor, după cum se va arăta.

Caracterizarea servomecanismelor. Schema bloc a unui servomecanism se arată în fig. 7 fiind derivată din fig. 2.

Servomecanismele liniare sînt caracterizate prin funcţia de transfer a sistemului cu ciclu deschis sau funcţia de transfer a controlerului, definită prin :

$$Y(s) = \frac{\mathfrak{L}[\theta(t)]}{\mathfrak{L}[\varepsilon(t)]} = \frac{\theta_e(s)}{\varepsilon(s)}. \qquad (12)$$

In funcţie de $Y(s)$ se găseşte funcţia de transfer a sistemului cu ciclu închis sau funcţia generală de transfer, ce descrie performanţele întregului servomecanism şi este definită prin :

$$Y_0(s) = \frac{\mathfrak{L}[\theta_e(t)]}{\mathfrak{L}[\theta_i(t)]} = \frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)} = \frac{\theta_e(s)}{\varepsilon(s) + \theta_e(s)} = \frac{Y(s)}{1 + Y(s)}. \qquad (13)$$

Problema stabilității unui servomecanism se rezolvă analog ca pentru filtre, deoarece un servomecanism se comportă ca un filtru cu constante concentrate, avînd ca funcție de transfer funcția $Y_0(s)$. Deci un servomecanism este stabil dacă și numai dacă funcția $Y_0(s)$ nu are poluri în semi-planul drept și pe axa

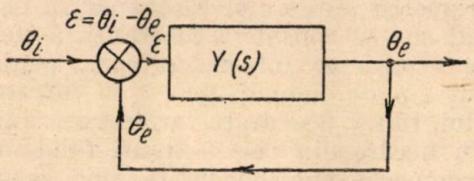


Fig. 7. Schema bloc a unui servomecanism.

imaginară a planului s, adică $1 + Y(s)$ nu are zero-uri în această regiune.

Aplicarea teoriei funcțiilor de variabilă complexă în problema stabilității sistemelor cu reacție și deci în particular în problema stabilității servomecanismelor, a condus la stabilirea unui criteriu general de stabilitate conoscut sub numele de criteriul Nyquist-Mihailov, In cazul servomecanismelor cu o singură buclă de reacție, care este bucla de reacție principală ce apare în fig. 7, funcția de transfer a controlerului nu are nici un pol în semi-planul drept al planului s. In acest caz criteriul lui Nyquist-Mihailov se formează într-un mod simplificat și anume; un servomecanism este stabil dacă și numai dacă locul funcției de transfer a controlerului (locul lui $Y(j\omega)$ în planul complex Y pentru toate valorile lui ω din intervalul $(-\infty, +\infty)$ nu trece prin sau nu înconjoară punctul $(-1,0)$ din planul complex Y.

Exactitatea în reproducere a unui servomecanism față de un semnal de intrare standard este determinată de funcția de transfer a controlerului. Astfel considerînd că funcția de transfer a controlerului are un pol în origine de ordinul α, adică

$$Y(s) = \frac{K_\alpha}{s^\alpha} \frac{Q_m(s)}{P_n(s)},$$

unde

$$\lim_{s\to 0} \frac{Q_m(s)}{P_n(s)} = 1,$$

rezultă eroarea staționară a servomecanismului față de aplicarea unui semnal $\theta_i(t)$ la intrare,

$$\varepsilon_s = \lim_{t\to\infty}(t) = \lim_{s\to 0} s\,\varepsilon(s) = \lim_{s\to 0} \frac{s^{\alpha+1}}{K_\alpha + s^\alpha}\theta_i(s). \quad (14)$$

In cazul unei perturbații treaptă unitară de unghi aplicată la intrare, rezultă $\theta_i(s) = \frac{1}{s}$ și urmează

$$\varepsilon_s = \begin{cases} \dfrac{1}{1+K_0} \text{ pentru } \alpha = 0 \\ 0 \text{ pentru } \alpha < 0. \end{cases}$$

In cazul unei perturbații treaptă unitară de viteză aplicată la intrare, adică o perturbație rampă unitară de unghi, rezultă

$$\theta_i(s) = \frac{1}{s^2}$$

și urmează

$$\varepsilon_s = \begin{cases} \dfrac{1}{K_2} \text{ pentru } \alpha = 1 \\ 0 \text{ pentru } \alpha > 1. \end{cases}$$

In cazul unei perturbații treaptă unitară de accelerație aplicată la intrare rezultă

$$\theta_i(s) = \frac{1}{s^3}$$

și urmează

$$\varepsilon_s = \begin{cases} \dfrac{1}{K_2} \text{ pentru } \alpha = 2 \\ 0 \text{ pentru } \alpha > 2 \end{cases} \text{ ș.a.m.d.}$$

Se obțin astfel o serie de coeficienți ai erorii sistemului față de diverse tipuri de perturbații. Mărimea K_1 se numește constanta erorii sistemului la viteză, iar mărimea K_2 se numește constanta erorii sistemului la accelerație. In general aceste constante se determină cu ajutorul relației:

$$K_\alpha = \lim_{s\to 0} s^\alpha Y(s). \quad (15)$$

Introducerea noțiunilor de mai sus, caracteristice servomecanismelor, permite să se treacă la descrierea metodelor de analiză ale acestora.

a) *Analiza servomecanismelor pe baza ecuațiilor diferențiale.* Ecuațiile de bază ale dinamicii și ale circuitelor electrice, aplicate în studiul servomecanismelor, conduc la formularea unei ecuații diferențiale ce leagă mărimea de ieșire $\theta_e(t)$ a unui servomecanism de mărimea sa de intrare $\theta_i(t)$, analogă ca formă cu relația (1) corespunzătoare filtrelor:

$$\sum_{k=0}^{n} a_k \frac{d^k \theta_e}{dt^k} = \sum_{1=0}^{m} b_1 \frac{d^1\theta_i}{dt^1}, \; m \leqslant n, \quad (16)$$

din care se deduce cu ajutorul relației $\varepsilon(t) = \theta(t) - \theta_e(t)$, ecuația diferențială:

$$\sum_{k=0}^{n} a_k \frac{d^k\varepsilon}{dt^k} = \sum_{k=0}^{n} a_k \frac{d^k \theta_i}{dt^k} - \sum_{1=0}^{m} b_1 \frac{d^1\theta_i}{dt^1}. \quad (17)$$

Pentru un anumit semnal de intrare $\theta_i(t)$, ecuațiile (10) și (17) ne furnizează două ecuații diferențiale liniare cu coeficienți constanți, neomogene, pentru determinarea mărimii de ieșire $\theta_e(t)$ și respectiv a erorii $\varepsilon(t)$. In acest mod se poate face analiza servomecanismelor în regim tranzitoriu și în regim permanent sinusoidal.

Folosind principiile metodei de analiză pe baza ecuațiilor diferențiale, se introduc 3 tipuri

fundamentale de servomecanisme elementare şi anume :

1. Servomecanism cu comandă proporţională, avînd drept ecuaţie de bază :

$$k\,\varepsilon = J\frac{d^2\theta_e}{dt^2} + f\frac{d\theta_e}{dt} + C_r, \qquad (18')$$

în care k este factorul general de amplificare al sistemului, J momentul de inerţie total al sistemului, f coeficientul de frecări vîscoase, C_r cuplul rezistent, raportate la axa de ieşire a sistemului. Din relaţia (18') se deduce :

$$\frac{d^2\varepsilon}{dt^2} + 2\,\zeta\,\omega_n\frac{d\varepsilon}{dt} + \omega_n^2\,\varepsilon = \frac{d^2\theta_i}{dt^2} + 2\,\zeta\,\omega_n\frac{d\theta_i}{dt} + \frac{C_r}{J}, \qquad (17')$$

în care $\zeta = \frac{f}{2\sqrt{kJ}}$ este factorul de amortizare al sistemului iar $\omega_n = \sqrt{\frac{k}{J}}$ este pulsaţia proprie a sistemului neamortizat.

1. Servomecanism cu comandă proporţională şi diferenţială, avînd drept ecuaţie de bază

$$k\varepsilon + l\frac{d\varepsilon}{dt} = J\frac{d^2\theta_e}{dt^2} + f\frac{d\theta_e}{dt} + C_r, \qquad (18'')$$

în care l este factorul de comandă diferenţială. Din relaţia (18'') se deduce :

$$\frac{d^2\varepsilon}{dt^2} + 2\,\zeta\,\omega_n\frac{d\varepsilon}{dt} + \omega_n^2\,\varepsilon = \frac{d^2\theta_i}{dt^2} + 2\,\zeta\,\xi\,\omega_n\frac{d\theta_i}{dt} + C_r, \qquad (17'')$$

în care

$$\zeta = \frac{l+f}{2\sqrt{kJ}}, \quad \xi = \frac{f}{f+l}, \quad \omega_n = \sqrt{\frac{k}{J}}.$$

3. Servomecanism cu comandă proporţională, diferenţială şi integrală, avînd drept ecuaţie de bază :

$$k\,\varepsilon + l\frac{d\varepsilon}{dt} + n\int \varepsilon\,dt = J\frac{d^2\theta_e}{dt^2} + f\frac{d\theta_e}{dt} + C_r, \qquad (18''')$$

în care n este factorul de comandă integrală. Din relaţie (18''') se deduce :

$$\frac{d^3\varepsilon}{dt^3} + 2\zeta\xi\,\omega_n\frac{d^2\varepsilon}{dt^2} + \omega_n^2\frac{d\varepsilon}{dt} + s\,\omega_n^3\,\varepsilon = \frac{d^3\theta_i}{dt^3} + 2\zeta\xi\,\omega_n\frac{d^2\theta_i}{dt^2} + \frac{1}{J}\frac{dC_r}{dt} \qquad (17''')$$

în care $s\,\omega_n^3 = \frac{n}{J}$.

In soluţionarea acestei ecuaţii apar noii parameti ai sistemului γ, δ şi ω_γ, legaţi de vechii parametri prin relaţiile :

$$(2\gamma + \delta)\ \omega_\gamma = 2\zeta\omega_n;\ (2\gamma\,\delta + 1)\,\omega_\gamma^2 = \omega_n^2;\ \delta\,\omega_\gamma^3 = s\ \omega_n^3$$

Parametrii sistemului care apar în ecuaţiile de mai sus se consideră constanţi, astfel încît aceste ecuaţii se integrează uşor, pentru un anumit tip de semnal aplicat la intrarea sistemului. In fig. 8 se arată variaţia erorii în timp pentru fiecare din cele 3 tipuri fundamentale de servomecanisme elementare, cînd la intrarea acestora se aplică o perturbaţie treaptă $\omega_i = \frac{d\theta_i}{dt}$, iar $C_r = 0$.

La servomecanismele cu comandă proporţională, existenţa frecării este esenţială pentru

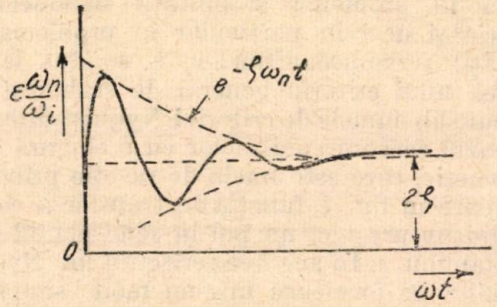


Fig. 8, *a* Răspunsul unui servomecanism cu comandă proporţională la o perturbaţie treaptă ω_i.

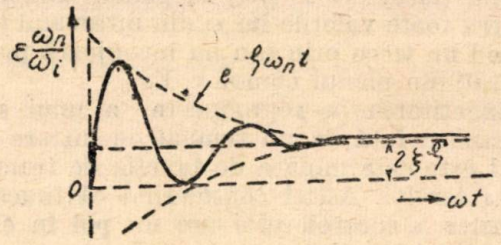


Fig. 8, *b* Răspunsul unui servomecanism cu comandă proporţională şi diferenţială la o perturbaţie treaptă ω_i.

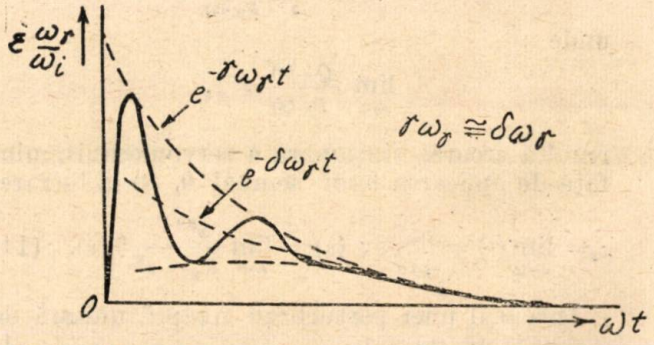


Fig. 8 *c* Răspunsul unui servomecanism cu comandă proporţională diferenţială şi integrală la o perturbaţie treaptă ω_i.

stabilitatea sistemului, ceea ce face inevitabilă consumarea unei energii importante în frecări ; la servomecanismele cu comandă proporţională

și diferențială și la cele cu comandă proporțională, diferențială și integrală, existența frecării nu mai este esențială și aceasta se poate reduce oricît de mult, fără a deteriora stabilitatea dinamică a sistemului, dacă se mărește corespunzător factorul l.

Pentru primele două categorii de servomecanisme, eroarea staționară nu poate fi anulată, dar pentru ultima categorie de servomecanisme, în cazul C_r = constant și ω_i = constant, eroarea staționară este nulă. Acest tip de servomecanism nu poate fi însă realizat în mod riguros, prin folosirea elementelor de corecție corespunzătoare, astfel încît și în acest caz eroarea staționară nu este în realitate nulă.

Pentru a putea observa efectul variațiilor parametrilor unui servomecanism asupra performanțelor sale, chestiune fundamentală în proiectarea acestuia, trebuie să se stabilească relații generale între acești parametri și constantele a_k, b_1, care apar în relațiile (16) și (17). Stabilirea unor astfel de relații este o problemă foarte dificilă din punct de vedere algebric, și s-a rezolvat, în mod grafic și analitic general doar pentru cazurile $n = 3$ și $n = 4$.

Din acest motiv metoda ecuațiilor diferențiale este impractică de aplicat în problema proiectării servomecanismelor și ea a lăsat locul altor metode mult mai practice în proiectare.

b) Analiza servomecanizmelor pe baza locului de transfer este studiul răspunsului de regim permanent al unui servomecanism la un semnal de intrare sinusoidal. In această analiză se studiază locul geometric al funcției de transfer a controlerului în planul complex, denumit locul de transfer. Pentru aceasta se stabilește funcția de transfer a controlerului, ca rezultat al combinării funcțiilor de transfer ale diverselor componente: amplificatoare, rețele corectoare, servomotor etc. și se trasează apoi în planul complex Y locul de transfer $Y\ (j\omega) = \frac{\theta_e}{\varepsilon}\ (j\omega)$ pentru $0 < \omega < \infty$; considerînd și $-\infty < \omega < 0$, se obține diagrama Nyquist-Mihailov (fig. 9).

Studiul acestei diagrame permite ca prin aplicarea criteriului Nyquist-Mihailov să se stabilească dacă servomecanismul este stabil sau instabil. Mai mult, interesează și gradul de stabilitate al servomecanismului, care se studiază cu ajutorul locului de transfer. Pentru aceasta se consideră marginea de fază la o anumită frecvență, care este unghiul de fază la această frecvență al funcției de transfer $Y\ (j\omega)$ din care scad 180°.

Pentru a avea un grad de stabilitate satisfăcătos, se cere, de obicei, ca marginea de fază la frecvența de tăiere a reacției (frecvența la care locul de transfer taie cercul $\left|\frac{\theta_e}{\varepsilon}\right| = 1$) să fie de 30° pînă la 45°. De asemenea se consideră și marginea de cîștig, care este valoarea în decibeli a mărimii $\left|\frac{\theta_e}{\varepsilon}\right|$ cînd marginea de fază devine nulă. Pentru sistemele mai simple această margine de cîștig este $-\infty$ db, adică locul de transfer nu taie axa reală a planului Y. Pentru sistemele mai complexe, locul de transfer taie axa reală a planului complex Y în care caz se consideră că pentru un grad de stabilitate satis-

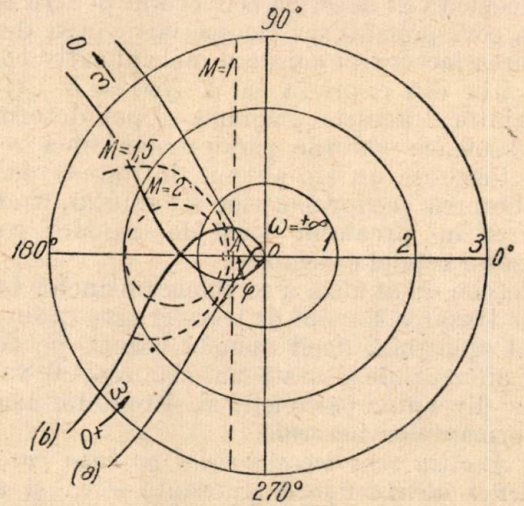


Fig. 9. Diagrama Nyguist—Mihailov pentru:
a) Servomecanism cu o singură buclă de reacție stabil (φ marginea de fază la tăierea reacției, O A marginea de cîștig). *b)* Servomecanism cu o singură buclă de reacție instabil.

făcător, marginea de cîștig trebuie să fie de cel puțin -9 db sau -12 db.

Inafară de problema gradului de stabilitate al servomecanismului, diagrama locului de transfer oferă informații în ceea ce privește performanțele servomecanismului. In diagrama din fig. 9 s-au trasat și curbele de valoare constantă ale mărimii $M = \left|\frac{\theta_e}{\theta_i}\right|$, pentru diferitele valori ale lui M, care formează o familie de cercuri. Avînd locul geometric al funcției de transfer a controlerului, se deduce cu ajutorul acestei familii de cercuri caracteristica de frecvență corespunzătoare pentru mărimea $\left|\frac{\theta_e}{\theta_i}\right|$. In particular se găsește mărimea M_v, adică maximul caracteristicii $\left|\frac{\theta_e}{\theta_i}\right|(\omega)$, luînd cercul M = constant care este tangent cu locul de transfer. Mărimea M_v constituie un criteriu pentru aprecierea gradului de stabilitate al servomecanismului. Se consideră de obicei că pentru a avea un grad de stabilitate satisfăcător, mărimea M_v trebuie să fie cuprinsă între + 3 db și + 6 db.

Diagrama locului de transfer oferă de asemenea posibilitatea de apreciere a exactității în reproducerea semnalului de la intrare de către servomecanism, întrucît scoate în evidență dacă funcția de transfer a controlerului are un pol în origine, precum și ordinul de multiplicitate al acestuia, după mărimea unghiului pe care-l face cu axa reală pozitivă direcția după care tinde

la infinit locul de transfer cînd $\omega \to 0+$ (ordinul de multiplicitate al polului din origine este egal cu raportul între acest unghi şi unghiul de 90°). Diagrama locului de transfer împreună cu familia de curbe $\left|\frac{\theta_e}{\theta_i}\right| = \text{constant}$ este folosită pentru determinarea valorilor parametrilor sistemului ce ne dau un răspuns total în frecvenţă al acestuia convenabil pentru aplicaţia corespunzătoare [în special pentru determinarea factorului constant multiplicativ corespunzător din expresia lui $Y(j\omega) = K\,G(j\omega)$]. Cu ajutorul acestor diagrame se pot determina de asemenea valorile parametrilor unei reţele corectoare de un tip anumit, introdusă pentru ameliorarea performanţelor sistemului, trasînd separat în prealabil locul de transfer corespunzător reţelei corectoare.

Metoda de analiză a servomecanismelor bazată pe trasarea locului de transfer este mult mai rapid aplicabilă decît metoda bazată pe ecuaţiile diferenţiale şi arată mai clar efectul variaţiilor diverşilor parametri ai sistemului asupra performanţelor acestuia.

c) *Analiza servomecanismelor pe baza caracteristicilor atenuare-fază* reprezintă — ca şi analiza pe baza locului de transfer — studiul răspunsului de regim permanent al unui servomecanism la un semnal de intrare sinusoidal, constituind însă o metodă de studiu mai satisfăcătoare pentru proiectare.

Pentru aceasta se reprezintă atenuarea (modulul) funcţiei de transfer a controlerului în decibeli, $20 \log \left|\frac{\theta_e}{\varepsilon}\right| (j\omega)$ şi defazajul funcţiei de transfer a controlerului, $\arg \frac{\theta_e}{\varepsilon}(j\omega)$, în funcţie de frecvenţă la o scară logaritmică pentru frecvenţă.

In baza relaţiilor existente între curba atenuării şi curba defazajului, în cazul în care funcţia de transfer a controlerului $Y(s)$ nu are zero-uri şi poluri în semi-planul drept al planului s (funcţie cu defazaj minim), se foloseşte pentru proiectarea servomecanismelor numai curba atenuării, care se construieşte în mod simplu chiar şi pentru sistemele complexe. Se trasează, de obicei, caracteristica de atenuare a funcţiei $G(j\omega)$ lăsînd la o parte factorul constant multiplicativ K din expresia $Y(j\omega) = K\,G(j\omega)$, care reprezintă o constantă aditivă pentru caracteristica de atenuare în decibeli. Caracteristica de atenuare a funcţiei $G(j\omega)$ se deduce imediat cu ajutorul cîtorva reguli simple, din caracteristica de atenuare asimptotică a funcţiei $G(j\omega)$, care se trasează imediat, fiind dată funcţia de transfer a controlerului $Y(s) = K\,G(s)$.

O dată trasată caracteristica de atenuare a funcţiei $G(j\omega)$, se deduce şi caracteristica de fază a acestei funcţii, fie direct din expresia funcţiei $G(j\omega)$, fie folosind relaţiile existente între caracteristica de atenuare şi caracteristica de fază pentru sistemele cu defazaj minim, din care fac parte totdeauna servomecanismele cu o singură buclă de reacţie.

In proiectarea unui servomecanism, trebuie să se asigure totdeauna un grad de stabilitate suficient (se cere de obicei pentru aceasta o margine de fază la frecvenţa de tăiere a reacţiei de cel puţin 30° pînă la 45° şi o margine de cîştig de cel puţin — 9 db pînă la — 12 db.

Pentru aceasta, folosind caracteristicile atenuare-fază, se determină în aşa fel cîştigul K din funcţia de transfer a controlerului, încît să se asigure marginea de fază dorită la frecvenţa de tăiere a reacţiei, care este frecvenţa la care curba atenuării $|Y(j\omega)|_{db}$ taie linia de O db; determinarea se face cu ajutorul curbei atenuării $|G(j\omega)|_{db}$ şi a curbei de fază $\arg Y(j\omega) = \arg G(j\omega)$, ţinînd seama că mărimea constantei K influenţează doar ca o constantă aditivă asupra curbei atenuării adică determină nivelul de O db al acestei curbe.

In fig. 10 se arată caracteristicile de atenuare şi fază în funcţie de frecvenţă, corespunzînd funcţiei:

$$Y(j\omega) = \frac{K_v\,(1 + j\,\omega T)}{j\omega\,(1 + j\omega T_m)\,(1 + j\omega a\,T)},$$

pentru $a = 10$, $\frac{T}{T_m} = 8$, $K_v\,T_m = 1$. Pentru

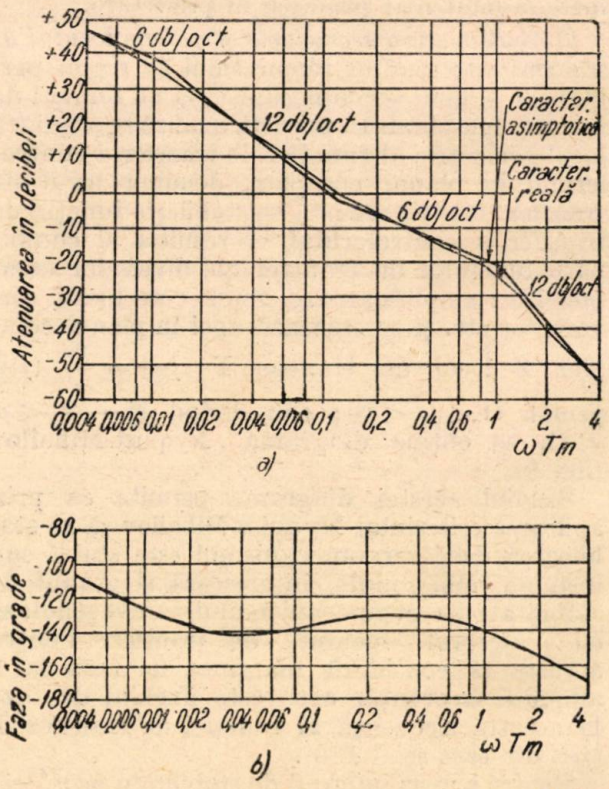


Fig. 10. *a*-caracteristica de atenuare a funcţiei $Y(j\omega)$; *b*-caracteristica de fază a funcţiei $Y(j\omega)$.

cazul considerat, frecvenţa de tăiere a reacţiei este dată de $\omega T_m = 0{,}1$ la care faza este — 139,° deci marginea de fază 41°.

Cu ajutorul caracteristicilor atenuare-fază se pot aprecia o serie de performanțe ale servomecanismului. Astfel se poate determina timpul de stabilire τ_s al răspunsului tranzitoriu al servomecanismului, care este timpul necesar pentru ca mărimea de ieșire să crească de la valoarea O la 1 de îndată ce la intrarea servomecanismului s-a aplicat o perturbație funcție treaptă (a se vedea și fig. 3). Pentru aceasta se trasează caracteristica de atenuare asimptotică a funcției generale de transfer

$$\frac{\theta_e}{\theta_i}(j\omega) = \frac{\frac{\theta_e}{\varepsilon}(j\omega)}{1 + \frac{\theta_e}{\varepsilon}(j\omega)}$$

care se obține astfel: pentru $\left|\frac{\theta_e}{\varepsilon}\right|$ mare rezultă $\left|\frac{\theta_e}{\theta_i}\right| \cong 1$, iar pentru $\left|\frac{\theta_e}{\varepsilon}\right|$ mic, rezultă $\left|\frac{\theta_e}{\theta_i}\right| \cong \left|\frac{\theta_e}{\varepsilon}\right|$; deci se va lua $\left|\frac{\theta_e}{\theta_i}\right| = 0$ db pînă la intersecția cu prelungirea caracteristicii asimptotice de înaltă frecvență a curbei $\left|\frac{\theta_e}{\varepsilon}\right|$, după care caracteristica asimptotică a curbei $\left|\frac{\theta_e}{\theta_i}\right|$ va urma această prelungire. Frecvența f_0 la care caracteristica asimptotică a curbei $\left|\frac{\theta_e}{\theta_i}\right|$ intersectează axa O db, respectiv — 3 db, după cum curba $\left|\frac{\theta_e}{\theta_i}\right|$ prezintă sau nu un maxim, este aproximativ egală cu frecvența de tăiere a servomecanismului, iar timpul de stabilire τ_s se calculează cu ajutorul relației

$$\tau_s = \frac{1}{2 f_0}. \qquad (19)$$

Se poate aprecia exactitatea în reproducerea semnalului de la intrare de către servomecanism după panta caracteristicii asimptotice a atenuării în regiunea frecvențelor joase (funcția de transfer a controlerului nu are pol în origine dacă această pantă este de O db/oct., are un pol simplu în origine dacă panta este de 6 db/oct un pol dublu în origine dacă panta este de — 12 db/oct. ș.a.m.d.).

In cazul unui pol simplu în origine, constanta erorii la viteză K_V este dată de valoarea pulsației la care asimptota de joasă frecvență de — 6 db/oct taie linia O db, iar în cazul unui pol dublu în origine, constanta erorii la accelerație K_a este dată de către pătratul valorii pulsației la care asimptota de joasă frecvență de — 12 db/oct linia de O db.

Pentru a determina constantele servomecanismului, compatibile cu o caracteristică de răspuns în frecvență convenabilă, se folosesc două familii de curbe indicînd, dependența mărimii $\left|\frac{\theta_e}{\varepsilon}\right|_{db}$ față de arg $\frac{\theta_e}{\varepsilon}$, pentru valori cons-

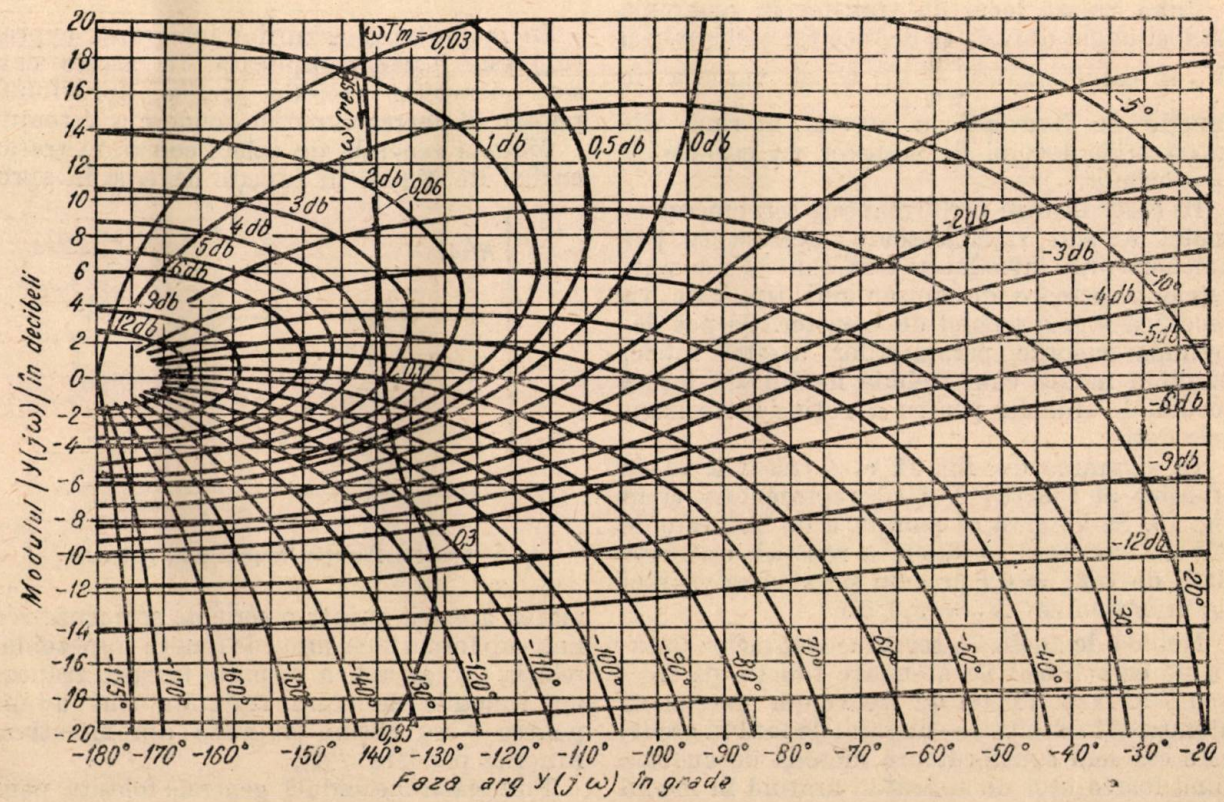


Fig. 11. Curbele de amplificare constantă și de fază constantă într-o diagramă cu atenuarea în decibeli-unghiul de fază în grade, pentru funcția de transfer a sistemului cu ciclu deschis.

tante ale mărimii $M = \left|\frac{\theta_e}{\theta_i}\right|$ şi respectiv arg $\frac{\theta_e}{\theta_i}$ (fig. 11).

In această diagramă se reprezintă locul geometric al funcţiei de transfer a controlerului, folosind curbele de atenuare şi fază ale acesteia în funcţie de frecvenţă.

Curba locului de transfer trebuie să rămînă dedesubtul punctului critic O db şi O° margine de fază (arg $\frac{\theta_e}{\varepsilon} = 180°$), pentru ca sistemul să fie stabil şi nu trebuie să taie curbele $M =$ constant peste aceea ce corespunde performanţelor de calitate ce se admit. O schimbare a cîştigului K deplasează curba locului de transfer vertical pe diagramă. Dacă funcţia de transfer are o margine de fază prea mare la frecvenţe joase, care descreşte apoi cînd frecvenţa creşte, cîştigul K poate fi crescut pînă la valoarea la care curba locului de transfer este tangentă conturului $M =$ constant, ce reprezintă performanţa tolerabilă. De obicei, se alege în aşa fel cîştigul K, încît marginea de fază maximă a funcţiei de transfer să corespundă regiunii în care locul de transfer taie curbele $M =$ constant cele mai mari. Cu ajustarea cea mai bună de cîştig pentru o margine de fază maximă dată, vîrful de amplitudine al curbei $\left|\frac{\theta_e}{\theta_i}\right|$ este valoarea lui M de pe curba $M =$ constant ce este tangentă locului de transfer.

Fiind trasat locul de transfer în diagrama decibel-unghi de fază, se deduce nu numai vîrful M_r în caracteristica $\left|\frac{\theta_e}{\theta_i}\right|$, ci şi variaţia în funcţie de frecvenţă a acestei mărimi, din intersecţiile locului de transfer cu curbele $M =$ constant.

In cazul în care performanţele servomecanismului nu sînt satisfăcătoare, acestea se pot ameliora prin introducerea în controler a unei reţele corectoare de un anumit tip, care va modifica forma locului de transfer. Se pot determina valorile parametrilor acestei reţele, studiind modul cum trebuie modificată forma locului de transfer pentru a obţine performanţele dorite.

In diagrama din fig. 11 este trasat locul de transfer al funcţiei $Y(j\omega)$ reprezentată şi în fig. 10. Se observă că marginea de fază este de 41° la frecvenţa de tăiere a reacţiei, care este dată de $\omega T_m = 0{,}1$ precum şi valoarea vîrfului de amplitudine $M_r = 3{,}6$ db.

Metoda de analiză a servomecanismelor bazată pe caracteristicile atenuare funcţie de frecvenţă şi fază funcţie de frecvenţă, precum şi atenuarea în decibeli — unghiul de fază în grade, este cea mai satisfăcătoare metodă de analiză, fiind foarte uşor de aplicat şi arătînd în modul cel mai clar efectul variaţiilor diverşilor parametri ai sistemului asupra performanţelor acestuia precum şi modul în care trebuie acţionat pentru ameliorarea lor.

IV. Corelaţia dintre răspunsul în regim sinusoidal şi răspunsul în regim tranzitoriu

Din motivele arătate se preferă întotdeauna a se face analiza unui servomecanism în regim sinusoidal, folosind metoda locului de transfer şi a caracteristicilor de atenuare şi fază, decît în regim tranzitoriu folosind metoda ecuaţiilor diferenţiale. O dată cunoscută comportarea sistemului în regim sinusoidal, există posibilitatea de a deduce prin calcul comportarea sistemului în regim tranzitoriu.

Comportarea în regim tranzitoriu se deduce uşor cu ajutorul relaţiei (3), dacă se cunoaşte funcţia pondere a sistemului $P(t)$.

Folosind relaţia (9) se deduce

$$P(t) = \mathfrak{L}^{-1}\,(Y_0(s)), \qquad (20)$$

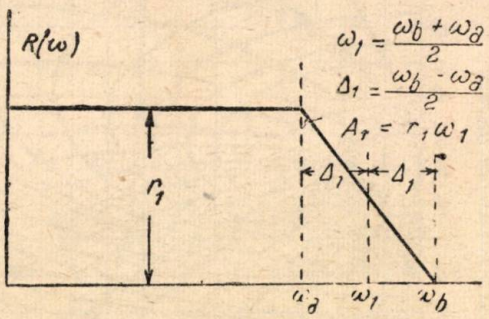
deci dacă se cunoaşte funcţia generală de transfer a sistemului, pe baza analizei în regim sinusoidal se poate obţine funcţia pondere a sistemului, care caracterizează comportarea acestuia în regim tranzitoriu.

Pentru servomecanismele stabile, relaţia (20) conduce la :

$$P(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty Re\ Y_0(j\omega)\cos\omega t\,d\omega. \qquad (21)$$

In majoritatea cazurilor integrarea expresiei (21) este foarte complicată. In aceste cazuri s-au dezvoltat metode grafice, aproximative pentru obţinerea funcţiei pondere a sistemului.

Metoda generală de calcul constă în trasarea curbei Re $Y_0(j\omega)$ în funcţie de ω şi în aproximarea acesteia printr-o serie de segmente rectilinii sub forma unei sume de funcţii trapezoidale; relaţia (21) se aplică în parte fiecărui trapezoid iar funcţiile de timp rezultate sînt adunate pentru a se obţine expresia aproximativă a funcţiei pondere $P(t)$.



Fg.i 12. Funcţia trapezoidală generală.

Funcţia trapezoidală generală folosită pentru aproximarea mărimii Re $Y_0(j\omega)$ se arată în fig. 12.

Pentru această funcție, aplicarea relației (21) conduce la :

$$P_1(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\omega_1-\Delta_1} r_1 \cos \omega t \, d\omega + \frac{2}{2\pi}\int_{\omega_1-\Delta_1}^{\omega_1+\Delta_1} r_1 \frac{\omega_1 + \Delta_1 - \omega}{2\Delta_1} \cos \omega t d\omega = \frac{2}{\pi} A_1 \left(\frac{\sin \omega_1 t}{\omega_1 t}\right)\left(\frac{\sin \Delta_1 t}{\Delta_1 t}\right). \quad (22)$$

Pentru o funcție generală Re $Y_0(j\omega)$, expresia aproximativă a funcției pondere corespunzătoare este :

$$P(t) = \sum_{n=1}^{K} P_n(t), \quad (23)$$

în care $P_n(t)$ este contribuția integrării trapezoidului al n-lea. Relația (23) se mai scrie deci sub forma :

$$P(t) = \sum_{n=1}^{K} \frac{2}{\pi} A_n \left(\frac{\sin \omega_n t}{\omega_n t}\right)\left(\frac{\sin \Delta_n t}{\Delta_n t}\right). \quad (24)$$

Reprezentarea grafică a mărimii Re $Y_0(j\omega)$, care se aproximează prin funcții trapezoidale, se obține foarte ușor cu ajutorul diagramei din fig. 13, în care se reprezintă familia de curbe a modulului funcției de transfer a controlerului în decibeli în funcție de faza acesteia, pentru diferite valori constante ale mărimii Re $Y_0(j\omega)$.

Trasînd în această diagramă locul de transfer, care este identic cu cel ce se trasează într-o diagramă de felul celei din fig. 11, se deduce variația mărimii Re $Y_0(j\omega)$ în funcție de ω fig. 13.

După ce s-a obținut în modul arătat expresia aproximativă a funcției pondere a sistemului, se poate deduce răspunsul acestuia la un semnal oarecare aplicat la intrarea sa.

Pentru aceasta se folosește relația (3) în care integrarea se face sau exact, sau folosind o metodă grafică simplă de aproximație a mărimii $U_i(t-\tau)P(\tau)$, printr-o sumă de dreptunghiuri

In relația (3) intervalul de integrare este finit. deoarece după un timp suficient de mare valorile funcției pondere sînt neglijabile.

V. Concluzii

Studiul proprietăților unui servomecanism dat este o problemă de analiză, care se rezolvă cu ajutorul uneia din cele trei metode expuse, dintre care cea mai folosită este metoda caracteristicilor atenuare-fază.

Aceste metode pot fi folosite și în ceea ce privește proiectarea unui servomecanism care trebuie să îndeplinească anumite performanțe impuse, dar nu pot constitui în general baza unei metode de proiectare.

Problema proiectării unui servomecanism este în fond, o problemă de sinteză, care se poate rezolva folosind metodele de sinteză ce se vor expune în partea a doua a articolului.

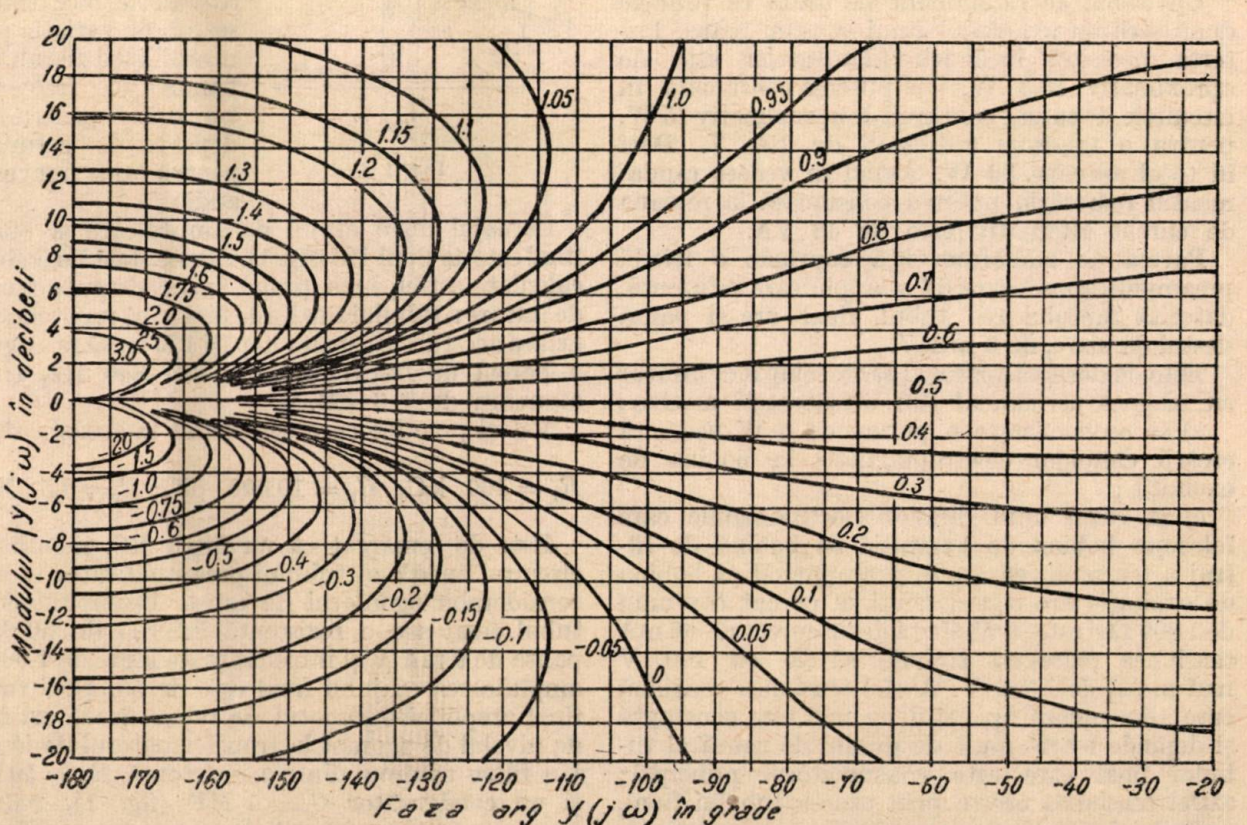


Fig. 13. Diagramă pentru obținerea mărimii Re $Y_0(j\omega)$.

Probleme de calitate ale radioreceptorilor

Ing. I. DOBRICĂ

621.396.722.001.6

Se face un studiu succint al funcționării și se stabilesc unele date caracteristice ale etajelor care compun superheterodina de 3+1 tuburi electronice și 6 circuite acordate.

Pentru recepționarea posturilor de radiodifuziune, fabricile de aparataj de radio au scos diferite tipuri de radioreceptori, de diverse clase, principii de funcționare și montaje.

Tipul de radioreceptor care s-a dovedit a fi cel mai avantajos pentru recepționarea emisiunilor modulate în amplitudine este superheterodina cu 3 + 1 tuburi electronice și șase circuite acordate. Atît din punct de vedere al prețului cît și din punct de vedere al calităților sale electrice și acustice acest receptor îndeplinește condițiile unei recepții bune dacă se ține seamă la construirea lui de anumite considerații.

In primul rînd se pune problema alegerii seriei de tuburi. Un aparat 3 + 1 pentru rețeaua de curent alternativ cu puterea de ieșire de aproximativ 4 W poate fi echipat cu una din următoarele serii :

1) ECL 11, EBF 11, ECH 11, AZ 11.
2) ECL 11, EBF 2, ECH 3, AZ 1.
3) EBL 21, ECH 21, ECH 21, AZ 21.
4) EBL 1, ECH 4, ECH 4, AZ 1.
5) EBL 1, ECH 4, ECH 3, AZ 1.

Un calcul de randament ne arată că primele două serii au avantajul unui consum redus. Puterea necesară încălzirii filamentelor este de aproximativ 13,3 W, iar puterea consumată în circuitele de curent continuu de aproximativ 15 W, pentru o tensiune redresată de 250 V. Deci în total aproape 30 W. Avînd în vedere randamentul redresării, puterea consumată la rețeaua de curent alternativ este de 48 VA.

Partea de audiofrecvență cuprinde o triodă preamplificatoare care dă o amplificare suficientă, datorită faptului că tubul final are o pantă destul de mare, de 9 mA/V.

Este de dorit ca aparatul să fie echipat cu difuzor cu magnet permanent din următoarele motive :

a) se economisește o putere de 6 W necesară creării cîmpului electromagnetic în bobina de excitație ;

b) în cazul unui difuzor electrodinamic care folosește bobina de excitație ca bobină de filtraj a tensiunii redresate, presupunînd că bobina de excitație are o rezistență în curent continuu de 1 800 Ω și este străbătută de un curent de 60 mA tensiunea redresată trebuie să fie cu 100 V mai mare, deci 350 V. Astfel tensiunea continuă care alimentează aparatul nu mai este constantă și depinde foarte mult de gradul de uzură al tubului final care este consumatorul principal ; astfel tensiunea crește prin uzarea tubului final, putînd atinge valori peste 300 V, ceea ce deteriorează în cele mai multe cazuri și restul montajului.

Difuzorul trebuie să redea o bandă de frecvențe cuprinsă între 30—8 000 Hz. Pentru a reda corect frecvențele joase, frecvența sa proprie de rezonanță trebuie să fie destul de scăzută, sub 100 Hz.

Aceasta se poate obține pentru o putere de 4 W, numai cu un diametru al membranei mai mare de 20 cm și cu secțiunea exponențială. Speederul cu care se fixează membrana, trebuie să-i permită o deplasare egală în ambele sensuri în jurul poziției de echilibru, pentru a nu se produce distorsiuni printr-o redresare mecanică a undei de audiofrecvență.

Transformatorul de ieșire trebuie să realizeze o adaptare perfectă între tub și difuzor, la frecvența de 400 Hz. El trebuie calculat pentru o putere ceva mai mare decît puterea maximă pe care o transferă, pentru a nu produce distorsiuni la capetele de bandă, iar realizarea lui se face ținînd seamă de variația permeabilității fierului în banda de frecvențe transmise pentru a fi departe de saturație pentru orice frecvență audio.

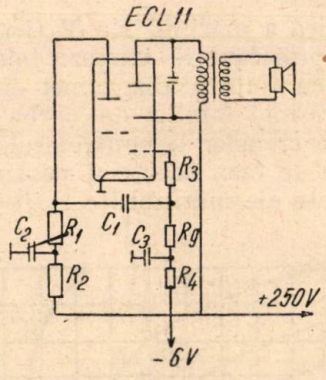


Fig. 1

Cuplajul între etajul de amplificare și etajul final este de tipul RC (fig. 1). Elementele lui trebuie calculate astfel, încît ținînd seamă de capacitatea de intrare a tubului final și de faptul că rezistența de grilă a acestuia nu poate depăși 1 MΩ, să se asigure o bandă de frecvențe între 30—800 Hz, cu o atenuare de ± 3 dB.

Valori practice care corespund la aceasta sînt :

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega, \quad C_1 = 10\,000 \text{ pF}, \quad R_g = 0{,}5 \text{ M}\Omega.$$

Este de remarcat că un filtru RC, montat în circuitul anodic al tubului preamplificator reduce considerabil zgomotul de rețea. Presupunînd că tubul final are o rezistență internă de 50 kΩ, panta de 9 mA/V și impedanța de ieșire de 7 000 Ω amplificarea etajului final este de 55. Deci tubul final amplifică zgomotul de rețea de 55 ori față de nivelul de zgomot la transformatorul de ieșire. Un filtru compus dintr-o rezistență $R_2 = 50\,\text{k}\Omega$ și un condensator $C_2 = 1$ MF (fig. 1), reduce acest zgomot cu 30 dB, în cazul unei redresări cu dublă alternanță.

Factorul de distorsiuni total nu trebuie să depășească 10%, la puterea maximă. Pentru reducerea lui, aparatul trebuie prevăzut cu un circuit de reacție negativă. Se preferă ca tensiunea de reacție negativă să fie luată din secundarul transformatorului de ieșire și introdus pe grila tubului preamplificator. In acest caz, se corectează banda de frecvențe a întregului amplificator de joasă frecvență cît și a transformatorului de ieșire (fig. 2).

Un calcul al distorsiunilor a două etaje de amplificare consecutive ne duce la concluzia că

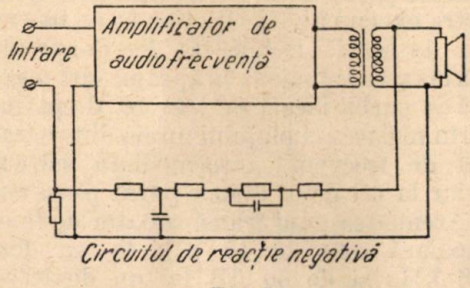
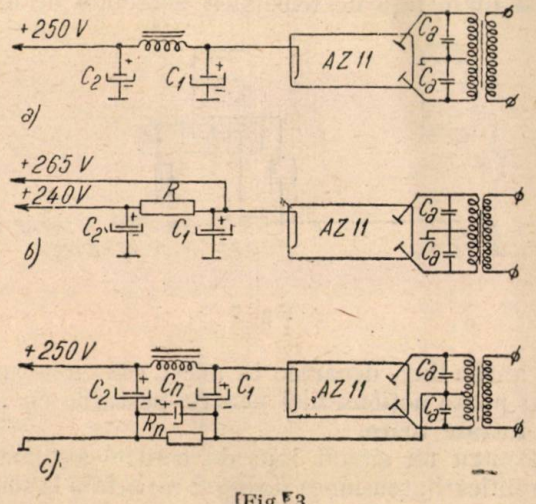


Fig. 2

reacția negativă reduce mai mult factorul de distorsiuni total dacă este aplicată global pe ambele etaje decît dacă ea este aplicată separat fiecărui etaj în parte. Deci se preferă și pentru aceste motive o reacție negativă globală.

Etajul redresor se compune din transformatorul de alimentare, tubul redresor și celula de filtraj (fig. 3).

Filtrajul se poate efectua fie prin bobină de șoc și capacitate, (fig. 3 *a*) fie prin rezistență și capacitate (fig. 3, *b*). Prima soluție este mai efi-



[Fig. 3

cace, cea de a doua mai ieftină. Ceea ce trebuie avut în vedere în acest etaj este tensiunea alternativă aplicată pe plăcile tubului redresor care nu trebuie să depășească 2 × 260 V, cît și filtrul de rețea format din doi condensatori C_a, cuprinși între 1 000—10 000 pF, care se montează între anodele tubului redresor și masă. Ei trebuie să fie de bună calitate și încercați la tensiunea de vîrf a transformatorului în gol, deoarece clacarea lor duce la arderea transformatorului. Se obișnuiește a se pune acest filtru de rețea, uneori în primarul transformatorului, el fiind constituit din doi condensatori legați între firele de alimentare și masa aparatului. Acesta are dezavantajul că masa aparatului este legată prin condensatori cu rețeaua de alimentare, pe cînd în primul caz aparatul este complet separat de rețea prin transformatorul de alimentare.

Al doilea condensator de filtraj al tensiunii anodice, trebuie să fie de bună calitate, adică cu un curent rezidual sub 500 μA și o capacitate de cel puțin 16 MF, deoarece el servește atît la filtrarea tensiunii redresate cît și la închiderea circuitului de audiofrecvență al etajului final.

Negativarea grilelor poate fi făcută prin grupuri de negativare RC, montate pe catoda fiecărui tub, sau comună, pe ramura negativă a redresorului, între punctele de minus ale celor doi condensatori de filtraj anodic (fig. 3, *c*). In acest caz negativarea se face datorită căderii de tensiune, prin curentul total, pe o singură rezistență, cu prize, șuntată de un condensator de negativare de aproximativ 50 MF.

Partea de înaltă frecvență a receptorului se compune din circuitele de intrare, etajul schimbător de frecvență, oscilatorul local, etajul amplificator de frecvență intermediară și etajul de detecție (fig. 4).

Circuitele de intrare trebuie calculate astfel ca în banda de frecvențe recepționate să nu aibă puncte de rezonanță proprie. Se preferă bobinele cu miez feros (ferrocart) și trimmeri ceramici pentru a avea pierderi minime în aceste circuite.

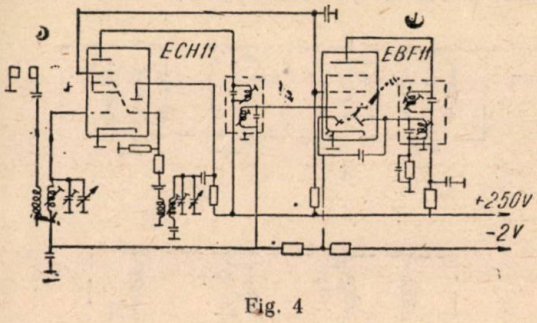


Fig. 4

Aparatul trebuie să fie prevăzut și cu un circuit rezonant serie între borna de antenă și masă, acordat pe frecvența intermediară a receptorului, pentru a atenua eventualele perturbații externe care s-ar produce pe o frecvență apropiată de aceasta.

Oscilatorul local trebuie să producă o frecvență superioară frecvenței recepționate, pentru obținerea în gama recepționată a minimului de frecvențe parazitare obținute ca produse de heterodinare. In acest mod se poate asigura și unui receptor cu frecvența intermediară de 468 kHz, gama de unde lungi, 150—450 kHz.

Pentru ca diferența între frecvența oscilatorului local și frecvența de acord a circuitului de intrare

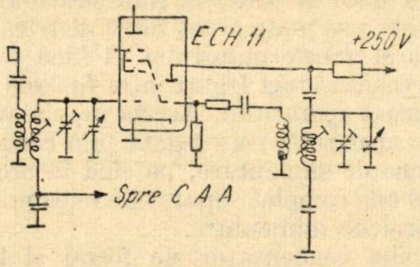


Fig. 5

să fie apropiată de frecvența intermediară pe care este acordat receptorul, pe o întreagă gamă de frecvențe, se utilizează alinierea circuitelor în trei puncte. Elementele de aliniere sînt, trimmerul, paddingul și miezul feros (ferrocart). Trebuie să se utilizeze în aceste circuite, condensatori de mică sau ceramici, iar condensatorii padding să aibă o toleranță de maximum 1%.

La realizarea unei bune alinieri trebuie avut în vedere echilibrarea secțiunilor condensatorului variabil cu o precizie de cel puțin 1%, cît și alegerea judicioasă a punctelor de aliniere, pentru o abatere minimă de la frecvența intermediară a filtrelor de bandă, în întreaga gamă recepționată.

Din punct de vedere al comutării gamelor de frecvențe se realizează comutatorul de unde, fie pentru a comuta pe rînd bobinele pentru fiecare gamă în parte, (fig. 6, *a*) fie sistemul prin care bobinele sînt în serie și trecerea de pe o gamă pe alta se face prin scurtcircuitarea anumitor elemente (fig. 6, *b*).

Al doilea sistem are capacități parazite mai reduse precum și avantajul că într-o anumită

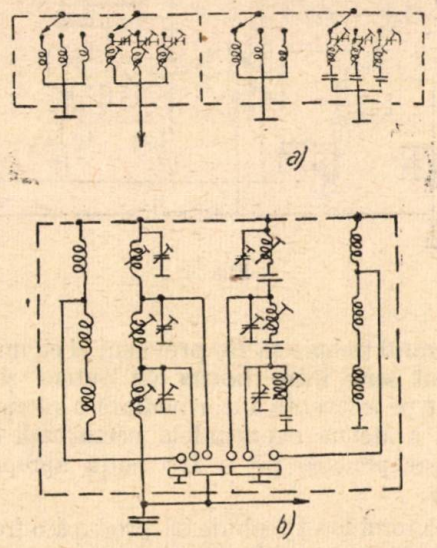


Fig. 6

gamă, bobinele celorlalte game fiind scurtcircuitate, se înlătură absorbțiile și rezonanțe parazite nedorite. Totuși alinierea lui este mai dificilă, deoarece necesită mai întîi alinierea gamei de unde scurte, apoi a gamei de unde medii și la urmă a gamei de unde lungi, alinierea gamelor nefiind independentă.

Etajele schimbător de frecvență și amplificator de frecvență intermediară trebuie să aibă un coeficient de amplificare de aproximativ 100.

O problemă mai delicată este aceea de a alege între frecvența intermediară de 128 kHz sau de 468 kHz. Frecvența de 468 kHz are avantajul de a nu mai necesita un circuit de preselecție pentru atenuarea frecvenței imagine iar decuplările circuitelor în etajele de frecvență intermediară se pot efectua cu valori mai mici.

Deoarece posturile de radiodifuziune sînt depărtate între ele cu cîte 9 kHz, banda de frecvență a filtrelor de bandă trebuie să fie de aproximativ $\pm$ 4,5 kHz și ea trebuie să se apropie într-o oarecare măsură de curba ideală de trecere, drept unghiulară, prin reglarea cuplajului unuia dintre transformatorii de frecvență intermediară sub cuplajul critic, iar la cel de al doilea puțin peste cuplajul critic. Atenuarea unui transformator de frecvență intermediară este de 40 dB, la un dezacord de $\pm$ 8 kHz și de 60 dB la un dezacord de. $\pm$13 kHz, față de nivelul maxim transmis în bandă

Pentru a compensa efectul de fading cît și pentru a reduce amplificarea la recepția posturilor puternice se prevede circuitul de control automat al amplificării, care acționează atît asupra tubului amplificator de frecvență intermediară cît și asupra tubului din etajul schimbător de frecvență (fig. 7). Pentru o acționare mai eficace aceste două tuburi trebuie să aibă pantă variabilă.

Pentru a putea fi posibilă recepționarea în bune condiții a posturilor îndepărtate se aplică o tensiune de întîrziere de 1—5 V în acest circuit. Trebuie avut în vedere că tensiunea de întîrziere să nu fie prea mare față de tensiunea detectată de dioda

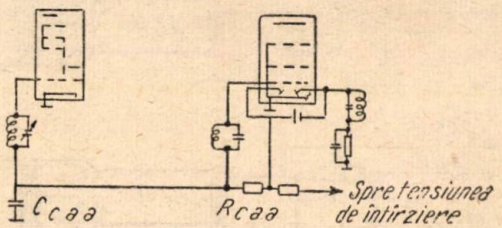


Fig. 7

de antifading, deoarece în acest caz circuitul nu mai poate acționa nici pentru posturile cu nivel de intrare mare.

Pentru un circuit bun de control automat al amplificării, tensiunea de ieșire raportată la tensiunea normală de intrare să fie redusă conform tabelei de mai jos:

Tensiunea normală de intrare	*Tensiunea normală de ieșire*
× 1	× 1
× 5	× 5
× 10	× 8
× 100	× 18
× 1 000	× 30
× 10 000	× 42

De asemenea constanta de timp a filtrului circuitului trebuie să fie judicios aleasă pentru ca acest circuit să fie sensibil numai la variațiile de nivel ale undei purtătoare fără să fie acționat de unda de modulație. Această constantă este cuprinsă de obicei între 0,05—2 s.

La detectarea undei de frecvență intermediară se preferă să se utilizeze montajul de detecție serie cu lampă diodă (fig. 8), deoarece introduce o amortizare mai mică a filtrului de bandă, decît montajul de detecție paralel. Grupul de detecție RC trebuie ales astfel ca tensiunea de încărcare a condensatorului să poată urmări anvelopa de modulație pentru un grad de modulație de 95% la cea mai mare frecvență recepționată în banda de audiofrecvență.

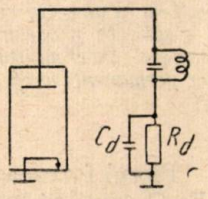


Fig. 8

Ca valori practice, pentru un grad de modulație de 95% rezultă tabela de mai jos, în care se face detecția fără distorsiuni, în funcție de valorile rezistenței R_d și capacității C_d ale grupului de detecție:

R_d(kΩ)	C_d(pF)	f_{max}(Hz)
500	300	3 530
500	200	5 300
400	200	6 660
300	200	8 630
200	200	13 250
200	100	26 500

Alegînd astfel valorile $R_d = 500$ kΩ și $C_d = 200$ pF, se poate transmite în bune condiții banda de frecvențe pe care o lasă să treacă filtrele de bandă In cazul receptorilor cu selectivitate variabilă, la care se poate ajunge pentru postul local la o bandă de ± 13 kHz, grupul de detecție va trebui să fie corespunzător acestei benzi.

După ce se asamblează radioreceptorul, urmează alinierea circuitelor acordate și măsurătorile.

Deconectînd circuitul de reacție negativă, cît și circuitul de control automat al amplificării de la dioda respectivă, se branșează pe secundarul transformatorului de ieșire un voltmetru electronic de audiofrecvență; se introduce generatorul de semnale standard prin intermediul unei antene fictive la borna de antenă a radioreceptorului și se efectuează alinierea. Se reglează mai întîi filtrele de bandă pe frecvența intermediară, apoi oscilatorul local fixînd mai întîi punctul de aliniere de la mijlocul benzii cu ajutorul paddingului, apoi punctul de aliniere din domeniul frecvențelor mari cu ajutorul trimmerului și în cele din urmă punctul de aliniere din domeniul frecvențelor mici cu ajutorul miezului feros (ferrocart); după aceasta se realizează pe rînd trimmerul și miezul feros al circuitului de intrare, pentru a obține în punctele de aliniere maximum de deviație la voltmetrul electronic. După terminarea acestor operații, se acordă filtrul de intrare pe frecvența intermediară, prin obținerea minimului de deviație la voltmetrul electronic.

Pentru obținerea unui acord mai precis al filtrelor de bandă, se poate acorda fiecare circuit acordat în parte, amortizînd cu o rezistență de 10—50 kΩ prin șuntare, celălalt circuit acordat al transformatorului de frecvență intermediară.

Măsurătorile principale care se fac asupra aparatului sînt:

1) verificarea tensiunilor alternative ale transformatorului de alimentare;

2) verificarea tensiunilor continui în punctele principale atît cu voltmetrul electronic cît și cu un voltmetru de rezistență internă de 500—1 500 Ω/V, pentru controlul seriei și depanaj;

3) măsurarea factorului de amplificare al fiecărui etaj în parte;

4) ridicarea curbei de sensibilitate pentru fiecare gamă;

5) ridicarea caracteristicii de frecvență a etajelor de joasă frecvență;

6) ridicarea curbei de răspuns pentru întregul receptor;

7) verificarea eficacității circuitului de control automat al amplificării;

8) verificarea prezenței oscilației la oscilatorul local pe toate lungimile de undă, cît și variația tensiunii lui de ieșire în funcție de frecvență; în cazul unei variații prea mari în gamă se înseriază în circuitul de grilă o rezistență de 50—250 Ω, valoarea exactă stabilindu-se pentru o tensiune a oscilatorului cît mai constantă în întreaga gamă. Un receptor cu 3+1 tuburi de tipul superheterodină, care îndeplinește condițiile de calitate și anume, de fidelitate, selectivitate și sensibilitate ale clasei lui, este aparatul ideal din punct de vedere al prețului, aparatele de clasă superioară venind cu îmbunătățiri care nu sînt absolut indispensabile, din care citățm:

1) indicatorul optic de acord,

2) mărirea numărului filtrelor de bandă pînă la 9, deci creșterea selectivității,

3) mărirea sensibilității prin introducerea unui etaj amplificator de radiofrecvență,

4) dispozitivele de corecție a tonului și lărgirea benzii de audiofrecvență prin selectivitate variabilă și difuzoare cu două membrane, una pentru notele grave și a doua pentru notele înalte tip Eckmiller,

5) extensia de bandă,

6) limitatorul de paraziți și acordul silențios,

7) etajul final în montaj contratimp, pentru micșorarea factorului de distorsiuni și

8) acordul automat prin butoni.

ВОПРОСЫ КАЧЕСТВА РАДИОПРИЕМНИКОВ

Резюме

Кратко рассматривается работа и устанавливаются некоторые характерные данные каскадов составляющих супергетеродин с 3 + 1 лампами и 6-ю настроенными контурами.

LEFORDITVA
445 Bem 3/57

Materiale noi în construcţia magneţilor permanenţi

Ing. TH. SCHNEIER

621.318.22

După o serie de consideraţii teoretice, privind magnetizarea şi demagnetizarea magneţilor permanenţi, se propune un nou material feromagnetic — feritul de cobalt în în amestec cu oxidul negru de fier. Se stabileşte procesul tehnologic, apoi se dau rezultatele încercărilor efectuate asupra magneţilor permanenţi astfel realizaţi

Electrotehnica modernă foloseşte, în foarte multe cazuri şi pentru diverse scopuri, magneţi permanenţi. Materialele folosite azi în construcţia magneţilor permanenţi sînt numeroase şi pentru fiecare întrebuinţare se caută acelea care au caracteristice corespunzătoare.

Pentru o mai bună înţelegere a procesului tehnologic care a dus la obţinerea unor materiale magnetice noi, reamintim unele noţiuni, în special acelea referitoare la magnetizarea şi demagnetizarea magneţilor permanenţi. Aceste amănunte sînt necesare pentru a explica faza cea mai importantă a procesului tehnologic al noilor magneţi şi anume „magnetizarea la cald". Fiecare magnet este format dintr-o infinitate de magneţi foarte mici, de dimensiunea a 100 Angström şi care se numesc „magneţi elementari".

Cînd magnetul este demagnetizat, magneţii elementari, deşi magnetizaţi la saturaţie datorită aranjării momentelor magnetice a electronilor unei grupe de atomi — sînt într-o stare haotică, neregulată şi se anulează între ei astfel încît rezultanta magnetică este nulă.

Dacă întregul sistem se aduce într-un cîmp magnetic a cărui intensitate creşte continuu, magneţii elementari se dirijează, începîndu-se cu aceia a căror direcţie era la 180°. La creşterea intensităţii cîmpului magnetic se dirijează şi magneţii elementari, care erau la 90°, această fază corespunzînd zonei de permeabilitate maximă.

In final, toţi magneţii elementari şi care urmînd direcţia preferată a cristalului, formează un unghi cu direcţia de magnetizare, se răsucesc, devenind paraleli cu direcţia de magnetizare.

Această fază — la anumite materiale magnetice — nu se produce în condiţiile normale de lucru, fiind necesar să se ridice temperatura pînă în zona punctului Curie pentru a obţine o nestabilitate a întregului sistem.

Din această categorie de materiale, pe lîngă tipul Alnico 5, fac parte şi materialele mai jos descrise.

Natural, că, la încetarea cauzei exterioare, energia cristalului va încerca să readucă întregul sistem de magneţi elementari în starea haotică de la început şi care de altfel este starea stabilă. Această fază — care corespunde unei demagnetizări a magnetului permanent — se produce mult mai greu la materialele care au fost magnetizate în zona punctului Curie.

* * *

In ultimii ani s-au găsit materiale noi feromagnetice de natură nemetalică. Acestea sînt un amestec de oxizi, formînd aşa numitele „ferite" a căror formulă chimică generală este $MO.Fe_2O$, în care M este un metal bivalent.

Fierul formează cu oxigenul 3 compuşi : FeO, Fe_2O_3 sau oxidul roşu de fier şi Fe_3O_4 sau oxidul negru de fier. Din aceştia numai Fe_3O_4 are proprietăţi magnetice, formînd aşa numita magnenetită naturală. Studiind formula oxidului negru de fier, constatăm că îl putem considera pe acesta ca un compus din ceilalţi doi. In adevăr $Fe_3O_4 = Fe_2O_3 + FeO$. In Fe_3O_4, doi atomi de Fe sînt trivalenţi şi unul este bivalent. Atomul de Fe bivalent este înlocuit cu un alt metal bivalent, la formarea feritelor.

Feritele anumitor metale ca magneziul, manganul, cuprul, cobaltul, fierul, nichelul, au o structură cristalină cubică şi prezintă din punct de vedere magnetic un interes deosebit.

Pornind de la datele de mai sus, s-a încercat obţinerea a diverse ferite, urmărindu-se realizarea unui amestec potrivit confecţionării magneţilor permanenţi.

Cel mai indicat, în acest scop, s-a arătat a fi feritul de cobalt, în amestec cu oxidul negru de fier.

Compoziţia chimică a unui astfel de material este :

30—32% oxidul roşu de fier,
20—26% oxid de cobalt,
43—50% oxid negru de fier.

Procesul tehnologic stabilit este relativ simplu. Se amestecă pulberile de mai sus, într-un malaxor, în mediu umed, cît mai intim posibil timp de 30—50 ore. Amestecul obţinut se filtrează pentru îndepărtarea surplusului de apă şi se usucă, într-un dulap de uscare, la 120...150°C. Urmează un prim tratament termic de 3 ore la 700...800°C.

Folosind ca liant apa (10—12%) şi o presiune de 2—4 t/cm², se presează pulberea la rece, într-o matriţă corespunzătoare formei dorite. Materialul curge greu, astfel încît se recomandă o presare bilaterală.

Piesele obţinute sînt, în această stare, fragile. Se usucă într-un cuptor la 120...140°C, în aer timp de 3—4 ore.

Urmează tratamentul termic final, care se face la circa 1 000°C, în aer, timp de 3 ore. Se recomandă să se evite salturi de temperatură atît la încălzire cît şi la răcire. In acest scop, cele mai indicate sînt cuptoarele cu încălzire electrică.

Scoase din cuptor, piesele sînt dure şi prezintă o contracţie minimă de circa 2%.

Dacă dorim să-i mărim rezistenţa mecanică, pentru anumite scopuri, atunci se poate aplica pulberii tratamentul termic definitiv la circa 1000 C°, înainte de presare. Pulberea astfel tratată se amectecă cu un liant (bachelită 5—10%, polivinil-clorid, silicat de sodiu etc.) şi apoi se presează conform procesului tehnologic normal (160°C dacă liantul este bachelita, 140°C dacă liantul este polivinil-clorid etc.).

Magneţii permanenţi — obţinuţi pe această cale — au o inducţie reziduală ceva mai mică (10—15%) datorită întrefierului ce se crează prin prezenţa liantului.

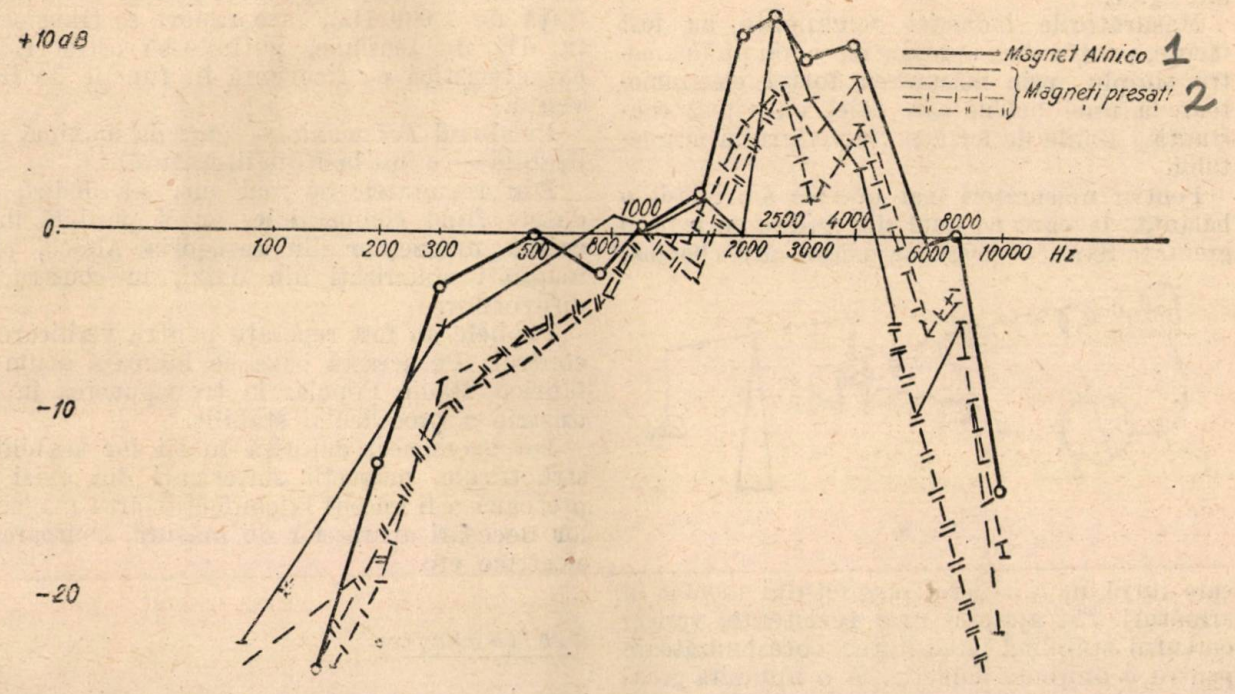


Fig. 1.

La sfîrşit, magneţii permanenţi, astfel realizaţi, sînt supuşi unei magnetizări la cald — în jurul zonei punctului Curie — folosind o intensitate a cîmpului de magnetizare de circa 1 000 Oersted.

La această temperatură (300...400°C) este de presupus că magneţii elementari sînt într-o stare de mişcare, respectiv într-o stare de mare mobilitate. Supuşi unui cîmp magnetic exterior, magneţii elementari se dirijează cu axele lor paralel cu direcţia cîmpului de magnetizare. Scăzînd temperatura sub punctul Curie, menţinînd însă întreg sistemul în cîmpul magnetic, magneţii elementari se fixează rămînînd în această poziţie.

Prin aceasta se obţine o orientare maximă a magneţilor elementari pe o anumită axă, paralelă cu axa cîmpului magnetic exterior. Cînd după aceasta, materialul este magnetizat de-a lungul axei de maxim magnetic, se obţin calităţi magnetice superioare oricărei alte axe. S-a făcut constatarea că nu interesează sensul magnetizării (nord-sud sau invers) ci numai direcţia. In adevăr, un magnet magnetizat la cald, demagnetizat şi magnetizat în sens invers, la rece, dă aceleaşi performanţe magnetice.

In urma tratamentului de magnetizare la cald se obţine o creştere de circa 50% a inducţiei reziduale, a cîmpului coercitiv şi în special a energiei maxime utilizabile (BH max).

Magneţii permanenţi astfel realizaţi au, spre deosebire de celelalte materiale magnetice, o rezistenţă electrică foarte mare şi din această cauză pot fi folosiţi la instalaţii de înaltă frecvenţă. De asemenea pot fi folosiţi acolo unde se cere o izolaţie a materialului magnetic, de circuitul electric.

In funcţie de presiunea exercitată, greutatea specifică a materialului este de 3,22—3,4 (deci mai puţin decît jumătate din greutatea magneţilor turnaţi) ceea ce reprezintă un avantaj, deoarece magneţii, în general, sînt clasificaţi după greutate şi nu după volum.

Forţa coercitivă a magneţilor presaţi din oxizi este foarte mare, de ordinul 900—1000 oersted, ceea ce reprezintă o valoare dublă ca a aliajelor Alnico sau Alni.

Produsul BH maxim — energia maximă utilizabilă — este de circa 750 000.

Cicluri de temperatură de + 100 + 20°C, arată pierderi de remanenţă foarte mici. Acest tip de magneţi permanenţi poate fi utilizat pînă la temperatura maximă de 200°C. In general,

din probele făcute se constată o mare stabilitate structurală a materialului, în zona pînă la 100°C.

Pe baza rezultatelor obținute s-au presat magneți în formă circulară, avînd diametrul exterior de 70 mm, diametrul interior de 40 mm și înălțimea 15—20 mm. Acești magneți montați în armătura normală a unui difuzor (flanșă cu bolț și flanșă superioară) au arătat valori ale inducției de 3000—3600 gauss.

Difuzorii de 0,25 W, montați cu magneți sinterizați din oxizi, au arătat — comparativ cu difuzorii cu magneți Alnico curbele de răspuns din fig. 1.

Măsurătorile inducției remanente au fost făcute, pentru date aproximative, cu un fluxmetru simplu, prin măsurarea forței electromotoare a unei bobine care taie, cu viteza constantă, liniile de forță a întrefierului magnetului.

Pentru măsurători mai precise s-a folosit o balanță la care pe unul din talere se pune o greutate fixă (30—50g), iar celălalt are o bobină,

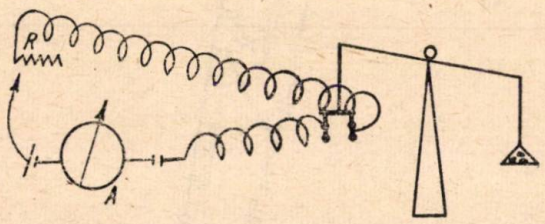


Fig. 2.

care intră în întrefierul magnetului montat în armături. Cu ajutorul unei rezistențe, variem curentul stabilind intensitatea corespunzătoare pentru o anumită inducție, la o anumită greutate, astfel ca balanța să fie în echilibru. Din formula $B = 41 \frac{M}{I}$, în care M este greutatea în grame, I — intensitatea curentului în amperi și 41 — constanta bobinei, stabilim inducția remanentă B în gauss.

Forța coercitivă a fost mai mult apreciată comparativ cu aceea a magneților Alni și Alnico, avîndu-se ca bază demagnetizarea parțială a magneților din oxizi introduși simultan cu magneți turnați Alni și Alnico (și care se demagnetizează complet) într-un cîmp alternativ de 50 Hz.

Curba de răspuns a fost ridicată cu ajutorul unui microfon, un amplificator și un voltmetru electronic la ieșirea din amplificator. Difuzorul este alimentat de la un generator de ton. Variind frecvența căpătăm raportul de tensiune (față de 1 000 Hz), care raport se transformă în dB de tensiune, putîndu-se astfel ridica caracteristica de frecvență în funcție de frecvență.

Produsul BH maxim — energia maximă utilizabilă — a fost luat din literatură.

Din rezultatele de mai sus, s-a dedus, că, datele fiind comparabile, ar fi posibilă înlocuirea magneților din categoria Alnico, prin magneți sinterizați din oxizi, în construcția difuzorilor.

Probele au fost repetate pentru verificare și control. Pe această bază se lucrează acum la fabrica Radio Popular la transpunerea în industrie a procedeului stabilit.

De asemenea, datorită marii lor stabilități structurale, magneții sinterizați din oxizi se pretează a fi folosiți la confecționarea magneților necesari aparatelor de măsură, contoarelor electrice etc.

Bibliografie:

Sneek J. L.: New Developements in magnetic materials, 1949.
Altman I. B.: Magneți permanenți din pulberi metalice Electricitatea, nr. 6/1954.
Zaimovschi și *Usov*: Materiale și aliaje electrotehnice, 1952.
* * *: Engineers Digest, vol. IX 1946.

★

НОВЫЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ КОНСТРУКЦИИ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

Резюме

После изложения ряда технических соображений касающихся намагничивания и размагничивания п стоянных магнитов, предлагается новый магнитный материал – кобальтовый феррит в смеси с черной окисью желе.а. Устанавливается технологический процесс; затем даются результаты проведенных испытаний над такими постоянными магнитами,

Lămpi florescente

Ing. N. KANTAR

621.327.42

Se expune principiul lămpilor fluorescente după care se trece la clasificare și construcție. Se indică particularitățile de funcționare și se expun tipuri constructive.

1. Principiul lămpilor fluorescente. Anumite fenomene de bioluminescență — spre exemplu luminescența lemnului putred sau a anumitor bacterii — sînt cunoscute de multă vreme. In secolul trecut, s-au descoperit și alte feluri de luminescență dintre care menționăm: electroluminescența — luminescența gazelor rarefiate sau a vaporilor metalici rarefiați cînd sînt străbătute de un curent electric — și fotoluminescența — luminescența produsă prin excitarea cu energie radiantă a unor corpuri.

In general, o substanță iluminată, reflectă sau difuzează mai mult sau mai puțin lumina, reținînd unele radiații, însă în lumina reflectată sau difuzată nu se găsesc radiații cu lungimi de undă diferite de cele conținute în lumina incidentă. Există totuși anumite substanțe care emit o lumină de lungime de undă diferită de cea a luminii incidente. După cum se știe, aceasta este fenomenul de fotoluminescență, care poate fi de două feluri: fluorescență și fosforescență.

Se definește ca fluorescență, fotoluminescența independentă de energia internă a corpului radiant — luminofor — și care încetează la întreruperea excitării cu energie radiantă, iar ca fosforescență, fotoluminescența care depinde de energia internă a corpului radiant și care continuă un timp după întreruperea excitării.

In lămpile fluorescente au loc atît fenomene de electroluminescență cît și de fluorescență.

Lampa fluorescentă constă dintr-un tub de sticlă prevăzut la capete cu doi electrozi, umplut cu vapori de mercur și un gaz inert, suprafața interioară a tubului fiind acoperită cu un strat subțire de substanță fluorescentă — luminofor.

Tensiunea electrică aplicată electrozilor provoacă o descărcare electrică în vaporii de mercur. Radiația produsă în acest fel — electroluminescentă — excită luminoforul producînd fluorescența acestuia.

In acest fel, luminoforul transformă radiațiile produse prin descărcarea electrică în vapori de mercur — situate în special în regiunea ultravioletă a spectrului — în radiații vizibile mărindu-se cu mult randamentul luminos al lămpilor.

2. Clasificare și construcție. In prezent se folosesc două tipuri de lămpi fluorescente și anume:

— de înaltă tensiune, cu electrozi reci,

— de joasă tensiune (120—220 V), cu electrozi preîncălziți.

Electrozii reci ai tuburilor fluorescente de înaltă tensiune au, de obicei, forma unui cilindru confecționat din tablă de oțel de 0,1—0,15 mm grosime, acoperit în general cu un strat de oxizi în vederea îmbunătățirii emisiei electronice (fig. 1). Cilindrul este închis la capătul dinspre extremitatea tubului fluorescent și deschis la capătul opus. Densitatea de curent pentru electrozii neacoperiți nu trebuie să depășească 4 mA/cm² întrucît prin pulverizarea electrozilor se reduce cu mult durata de funcționare a lămpii. La electrozii acoperiți sau folosindu-se construcția reprezentată

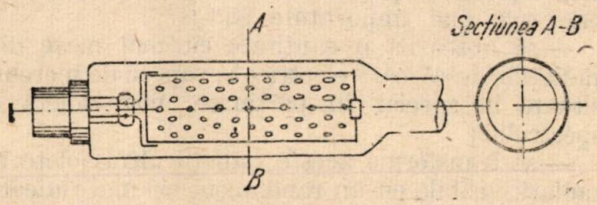


Fig. 1

în fig. 2, această valoare poate fi depășită, în ultimul caz datorită faptului că în camera C se depun produsele rezultate din pulverizarea electrodului, evitîndu-se astfel înnegrirea pereților tubului.

Trebuie menționat că lămpile fluorescente de înaltă tensiune nu necesită dispozitive speciale

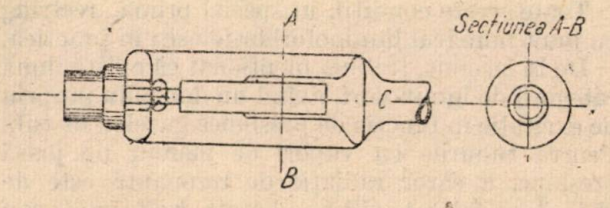


Fig. 2

de aprindere. Schemele de montaj ale acestor lămpi vor fi examinate mai jos.

Electrozii preîncălziți ai lămpilor fluorescente de joasă tensiune sînt constituiți dintr-un filament dublu spiralizat din sîrmă de wolfram — asemănător celui folosit în lămpile obișnuite cu incandescență — acoperit cu un strat de oxid de bariu, stronțiu sau alte metale, pentru a se ușura emisia electronică (fig. 3). Determinantă pentru o bună emisie electronică a electrozilor este temperatura de lucru, care în general este mai mare ca 1000°C.

Pentru aprinderea acestor lămpi este necesară preîncălzirea electrozilor, fie pe cale manuală, fie pe cale automată. Astăzi se întrebuințează în mod obișnuit numai dispozitive automate de preîncălzire, denumite startere sau demarori.

Uşurarea amorsării descărcării este asigurată prin introducerea în tuburile fluorescente, înafara unei cantităţi mici de mercur şi a unui gaz

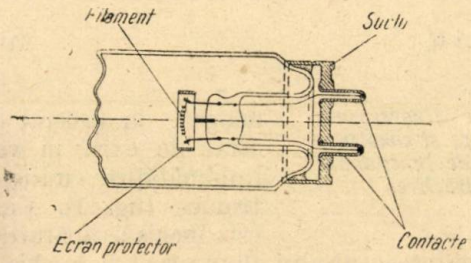


Fig. 3

inert — argon, neon sau krypton — sub o presiune de cîţiva tori.

3. **Luminoforii.** Substanţele folosite ca luminofori trebuie să prezinte o serie de calităţi dintre care cele mai importante sînt :

— să absoarbă o cantitate cît mai mare din radiaţiile descărcării electrice în vaporii de mercur, situate în special în porţiunea ultravioletă a spectrului ;

— să transforme aceste radiaţii ultraviolete în radiaţii vizibile cu un randament cît mai ridicat ; în consecinţă, luminoforul trebuie să emită o cantitate cît mai mare de radiaţii în domeniul spectral în care ochiul omenesc are sensibilitate maximă ;

— să aibe un spectru de radiaţie continuu ;

— să fie stabile la temperaturi înalte, să nu reacţioneze chimic cu sticla tubului sau cu vaporii din interiorul acestuia, să nu-şi piardă sensibil în timp randamentul de luminescenţă şi să fie insensibili la acţiunea proceselor electrice care au loc în lampă.

Toate aceste condiţii, în special prima, restrîng cu mult numărul luminoforilor folosiţi în practică.

De la început, trebuie menţionat că există două categorii de luminofori, avînd un domeniu propriu de excitaţie în funcţie de presiunea gazelor în tub. Pentru tuburile cu vapori de mercur de joasă presiune, a căror radiaţie de rezonanţă este de 2537 Å se folosesc silicaţi, boraţi, wolframaţi sau halogeno-fosfaţi, în timp ce în tuburile de înaltă presiune — radiaţia de rezonanţă fiind 3650 Å — se folosesc sulfuri, oxizi sau cloruri.

Astăzi se folosesc aproape exclusiv luminofori cristalini sub formă de pulbere, alcătuiţi din trei componenţi : substanţe de bază (luminoforul propriu-zis), un activator şi un liant.

In tuburile de joasă presiune se întrebuinţează cel mai frecvent ca substanţe de bază wolframatul de calciu, care dă o lumină de culoare albastră, wolframatul de magneziu (albastru-alb) silicatul de zinc (verde) silicat de zinc şi beriliu (galben-alb) şi boratul de cadmiu (roz). Prin amestecarea în diferite proporţii a acestor substanţe se poate obţine orice culoare de lumină, printr-o care şi lumina albă corespunzătoare cu cea a zilei.

Activatorii, adăugaţi în proporţie de 0,1—1% contribuie la amorsarea fluorescenţei. Cei mai folosiţi sînt manganul, argintul, stibiul, bismutul, cuprul.

Ca lianţi pentru formarea cristalelor complexe ale luminoforului şi pentru asigurarea unei strînse aderenţe a primilor doi componenţi se întrebuinţează NaCl, CaF_2, $Na_2B\,O_7$.

Printre luminoforii folosiţi în lămpile cu vapori de mercur de înaltă presiune se menţionează sulfura de zinc şi cadmiu activată cu cupru.

Luminoforul se lipeşte pe suprafaţa interioară a tubului cu soluţii de nitrolac în acetat de amil, acid fosforic în apă sau lacuri organice.

O importanţă deosebită o prezintă granulaţia luminoforului precum şi grosimea stratului acestuia care trebuie astfel determinate încît să absoarbă în întregime radiaţiile ultraviolete incidente însă să lase să treacă o cît mai mare cantitate din radiaţiile vizibile. In general granulaţia trebuie să fie de 1—10 μ în timp ce cantitatea de luminofor pe metru liniar de tub este de ordinul a 2 pînă la 5 g, acesta fiind aplicat în 2—3 straturi.

In sfîrşit, trebuie amintit că se fabrică şi tuburi cu pereţi fluorescenţi dintr-o sticlă specială, în straturi suprapuse, în care este înglobat luminoforul respectiv.

4. **Particularităţi de funcţionare.** a) *Variaţiile de tensiune* ale reţelei au o influenţă deosebită, în special asupra lămpilor cu electrozi preîncălziţi.

O preîncălzire prea puternică provoacă o evaporare rapidă a filamentului, în timp ce o preîncălzire prea mică supune filamentul unui bombardament intens cu ioni care îl deteriorează, ambele situaţii avînd drept consecinţă o scurtare sensibilă a vieţii lămpii.

Variaţiile mici de tensiune afectează mult mai puţin regimul de funcţionare şi durata lămpilor fluorescente decît în cazul lămpilor cu incandescenţă. In schimb, scăderile mai pronunţate de tensiune reduc viaţa lămpii fluorescente cu electrozi preîncălziţi spre deosebire de lămpile cu incandescenţă la care durata de funcţionare creşte în acest caz.

La lămpile în funcţiune prin mărirea tensiunii creşte şi curentul în lampă, micşorîndu-se durata de funcţionare a acesteia.

In consecinţă, aparatajul auxiliar trebuie astfel dimensionat încît să asigure o bună funcţionare a lămpii în cazul unor variaţii normale de tensiune a reţelei.

La lămpile cu electrozi reci tensiunea de aprindere este în general de patru ori mai mare ca tensiunea de funcţionare, în timp ce la lămpile cu electrozi preîncălziţi tensiunea de aprindere este puţin mică decît dublul tensiunii de funcţionare.

Tensiunea la bornele lămpii se stabileşte în funcţie de tensiunea reţelei fiind în general de 1/3—2/3 din aceasta, după diametrul şi lungimea lămpii. Diferenţa între tensiunea la borne şi cea a reţelei se absoarbe printr-o rezistenţă inductivă (bobina de şoc) sau ohmică (reostat). ultima soluţie nefiind folosită în general în practică deoarece cauzează pierderi importante de putere.

Tensiunea totală în tub este compusă din căderea de tensiune în electrozi, 12—18 V la cei calzi, după tipul și construcția acestora — și căderea de tensiune în coloana pozitivă, repartizată uniform de-a lungul tubului, care depinde de lungimea și diametrul acestuia precum și de presiunea și compoziția gazelor din interior.

b) *Efectul stroboscopic* se manifestă în cazul iluminatului fluorescent mult mai pronunțat decît în cazul iluminatului cu incandescență, datorită inerției mult mai mici a luminoforilor în comparație cu al filamentelor. Acest efect depinde de natura luminoforilor, care în general au o postluminescență de 0,1—0,01 secunde.

Efectul stroboscopic este nedorit și foarte periculos, în special în ateliere, deoarece anumite obiecte în mișcare sau mașini în rotație apar ca imobile, fapt care poate da naștere la accidente grave.

In rețelele trifazate, acest efect este destul de ușor de corectat prin plasarea lămpilor în grupe de cîte trei pe cele trei faze ale rețelei.

In rețelele monofazate se grupează lămpile cîte două, decalîndu-se curentul la una înapoi printr-o inductanță iar la cealaltă înainte printr-o capacitate. Acest montaj, înafara reducerii efectului stroboscopic prezintă avantajul că îmbunătățește factorul de putere.

c) *Temperatura mediului ambiant* are o influență mare asupra funcționării lămpilor fluorescente de joasă tensiune. O scădere pronunțată a temperaturii are drept urmare o scădere a presiunii vaporilor de mercur din cauza condensării parțiale a mercurului. Din acest motiv scade radiația ultravioletă și în consecință și fluxul luminos al lămpii. Lămpile funcționează optim la o temperatură a mediului ambiant de circa 30°C. In cazul cînd aceasta scade la 5°C, se constată o micșorare a fluxului luminos cu 50% iar la o creștere a temperaturii se constată de asemenea, o ușoară scădere a fluxului luminos.

Din fig. 4 se poate vedea variația fluxului luminos a lămpilor fluorescente situate în atmosferă

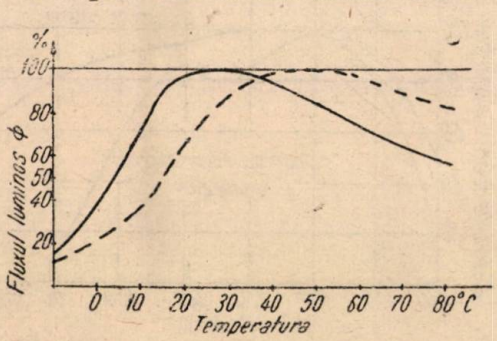


Fig. 4

liniștită (linie plină) și în atmosferă agitată (linie întreruptă) în funcție de temperatura mediului ambiant.

La temperaturi scăzute se micșorează și durata de funcționare și apar dificultăți la amorsarea descărcării.

Pentru a se asigura funcționarea lămpilor la temperaturi scăzute, acestea se închid într-un înveliș exterior protector, de sticlă.

La lămpile de înaltă tensiune, influența temperaturii mediului ambiant este mult mai mică astfel încît ele pot funcționa în general și în exterior fără precauții speciale.

d) *Durata utilă de funcționare* care se definește ca intervalul de timp în care fluxul luminos al lămpii scade cu maximum 30%, este, în general, condiționată de felul luminoforului precum și de înnegrirea pereților tubului prin depunerea particulelor de mercur sau a celor rezultate prin pulverizarea electrozilor.

De asemenea, la lămpile cu electrozi preîncălziți, aceasta depinde și de condițiile de exploatare precum și de numărul zilnic de aprinderi.

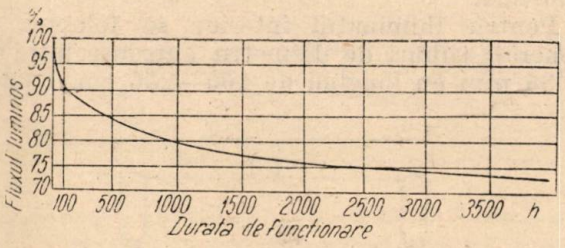


Fig. 5

Dependența față de numărul de aprinderi se explică prin faptul că filamentul — după cum s-a văzut mai sus — este solicitat intens în timpul perioadei de încălzire, în acest interval producîndu-se pulverizarea accentuată a acestuia.

In fig. 5 este reprezentată variația fluxului luminos a unei lămpi fluorescente de joasă tensiune în funcție de durata de funcționare iar în fig. 6 variația duratei de funcționare în funcție de numărul zilnic de aprinderi.

După cum se poate vedea din fig. 5, fluxul luminos scade în primele 100 ore de funcționare cam cu 10%. Din acest motiv se obișnuiește să se indice ca flux nominal al lămpilor fluorescente fluxul luminos după o funcționare de 100 ore.

In general, durata de funcționare a lămpilor de înaltă tensiune este de aproximativ 3 000—10 000

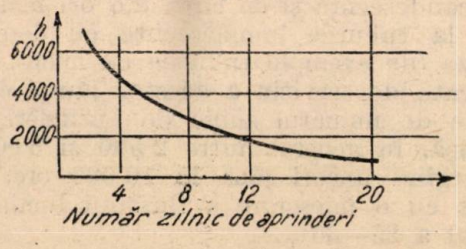


Fig. 6

ore în timp ce a celor de joasă tensiune de 1500—7 500 ore după numărul zilnic de aprinderi.

e) *Perturbațiile radiofonice* cauzate atît de starter cît și de funcționarea lămpii în apropierea aparatelor de radio sau televiziune trebuie neapărat luate în considerație.

Eliminarea perturbaţiilor provocate de starter se face foarte uşor prin cuplarea în paralel cu acesta a unui mic condensator. Pentru eliminarea celorlalte sînt necesare măsuri speciale în funcţie de amplasamentul şi distanţa aparatelor în raport cu lămpile.

5. **Tipuri constructive.** a) *Lămpi fluorescente de înaltă tensiune.* Tuburile fluorescente de înaltă tensiune cu electrozi reci sînt astăzi întrebuinţate atît pentru iluminatul exterior cît şi pentru cel interior, formele şi dimensiunile lor fiind dependente de destinaţie.

Tuburile utilizate pentru reclame sau pentru scopuri arhitectonice au diferite forme şi se construiesc în lungimi variînd între 50 şi 250 cm şi cu diametrul interior de 10—22 mm pentru intensităţi de curent mergînd pînă la 120 mA.

Pentru iluminatul interior se folosesc, în general, tuburi de diametru cuprinse între 20 şi 35 mm cu lungimi de 100—250 cm. Pentru

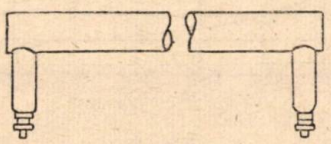


Fig. 7

a se permite montarea şi înlocuirea uşoară a tuburilor, ele se confecţionează sub formă de secţiuni rectilinii de lungimi standardizate (fig. 7).

Ele sînt legate în serie şi alimentate de către transformatori cu dispersie mare, a căror tensiune secundară variază între 1 kV şi 6 kV, putînd alimenta 2—18 m de tuburi fluorescente.

In U.R.S.S. se fabrică actualmente tuburi avînd culoarea albă, albă-caldă, roz şi lumina zilei, diametrul lor fiind de 22 şi 35 mm iar lungimile de 200 şi 250 cm.

Ele au o eficacitate luminoasă care ajunge pînă la 60 lm/W — adică aproximativ de cinci ori mai mare decît cea a unei lămpi moderne cu incandescenţă şi de circa 2,5 ori mai mare decît la tuburile luminescente cu descărcări în gaze (de exemplu tuburile cu neon).

Durata de serviciu a acestor lămpi este în funcţie de numărul zilnic de aprinderi, fiind cuprinsă, în general, între 2 500 şi 6 000 ore şi mergînd uneori pînă la 10 000 ore, bineînţeles cu o micşorare a fluxului luminos de ordinul a 25—30%.

In vestul Europei, precum şi în S.U.A. se fabrică tuburi fluorescente de înaltă tensiune cu electrozi spiralaţi din wolfram — cunoscute sub denumirea de tuburi Slimline — cu diametrul de 3/4″ (19 mm) şi 1″ (25 mm), lungime de 42″ (1 060 mm), 64″ (1 620 mm), 72″ (1 830 mm) şi 96″ (2 440 mm) şi puteri de 16—69 W.

Tensiunile de funcţionare ale acestor lămpi variază între 130 V şi 330 V în timp ce tensiunea de aprindere este de 450, 600 şi 750 V. Ele au un randament luminos de 49—65 lm/W exclusiv pierderile în transformator.

b) *Lămpi fluorescente de joasă tensiune.* Aceste lămpi, construite de obicei sub forma unor tuburi rectilinii sau circulare, cu diametru mic şi lungime relativ mare, sînt destinate a fi alimentate din reţelele de joasă tensiune de 110—250 V şi sînt prevăzute cu electrozi spiralizaţi, preîncălziţi.

Ele sînt destinate în special iluminatului interior şi se construiesc, în general, pentru puteri pînă la 100 W.

In U.R.S.S. se fabrică actualmente trei tipuri de tuburi şi anume:

— tuburi lumina zilei, a căror temperatură de culoare este de circa 6500°K;

—tuburi cu lumina albă, de circa 4200°K;

—tuburi cu lumina albă caldă, de circa 3500°K.

Scara de puteri pentru aceste tuburi este 15, 20, 30 şi 40 W, primele două pentru o tensiune nominală a reţelei de 127 V, ultimele două pentru 220 V.

Eficacitatea luminoasă — fără a ţine seama de pierderile în dispozitivele auxiliare — variază la tuburile lumina albă între 41 şi 52 lm/W, la cele lumina zilei între 33 şi 42 lm/W şi la cele lumina albă-caldă între 29 şi 37 lm/W.

Dacă se ţine seamă că în dispozitivele auxiliare se pierde o putere care reprezintă circa 15% din puterea necesară lămpii, rezultă că în medie eficacitatea luminoasă a tuburilor fluorescente de joasă tensiune este de aproximativ trei ori mai mare decît cea a lămpilor cu incandescenţă de putere echivalentă.

Tuburile lumina zilei, care au o repartiţie spectrală apropiată de cea a luminii solare (fig. 8) permit o justă apreciere a culorilor

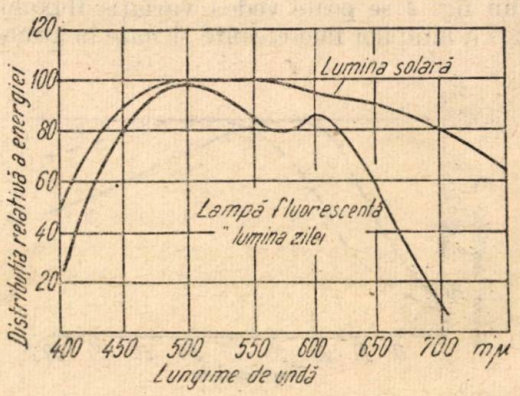


Fig. 8

fiind, în special, indicate în industria textilă, poligrafică, în muzee, în încăperile în care se foloseşte simultan iluminatul natural şi cel artificial etc.

In R. Cehoslovacă se fabrică de asemenea de mai multă vreme tuburi fluorescente.

Uzinele Tesla produc în mod curent tuburi cu lumină de culoare roză, destinate iluminatului localurilor publice, restaurantelor, teatrelor, magazinelor şi locuinţelor, precum şi tuburi lumina zilei şi cu lumina albă, acestea din urmă fiind în special indicate în cazurile în care este necesară o trecere de la lumina zilei la lumina lămpilor cu incandescenţă.

Pentru uşurinţa montajului şi întreţinerii, s-au standardizat trei tipuri de tuburi, în funcţie de

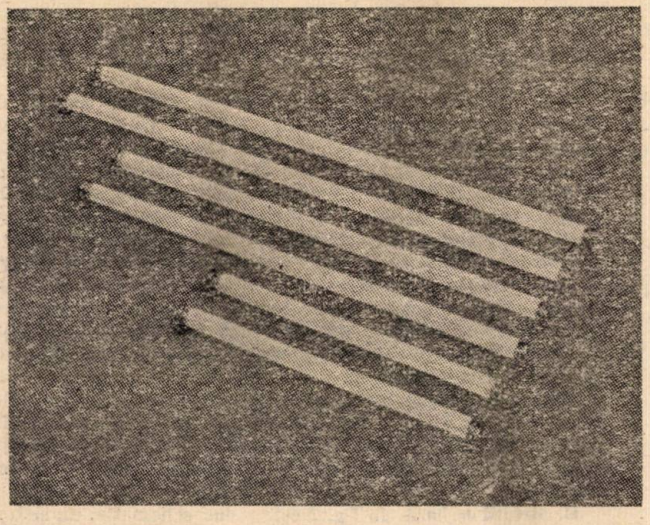


Fig. 9

puterea şi lungimea lor, toate avînd diametrul de 38 mm, putînd fi utilizate acolo unde temperatura mediului ambiant nu scade sub +5°C.

Tubul Tesla TZ 20, cu o putere de 20 W are lungimea de 590 mm, tipul TZ 25 de 25 W are lungimea de 970 mm, iar tubul TZ 40 de 40 W are lungimea de 1 200 mm, toate fiind prevăzute la ambele capete cu socluri bipolare standardizate (fig. 9). Toate aceste tuburi sînt destinate utilizării în reţelele de 220 V, conectarea lor la reţele de 110 V făcîndu-se prin intermediul unui transformator.

Uzinele Tungsram din R.P. Ungară, produc două tipuri de tuburi fluorescente, cu diametrul de 38 mm, unul de 20 W (lungimea 590 mm) şi altul de 40 W (lungimea 1 200 mm), ambele cu următoarele patru culori de lumină: alb-cald, alb, alb curat şi lumina zilei. Eficacitatea luminoasă a tuburilor cu lumina albă-caldă ajunge pînă la 57,5 lm/W. Tuburile de 20 W sînt destinate folosirii în reţele de 110 V, iar cele de 40 W în reţele de 220 V. Tuburile fluorescente Tungsram se livrează atît în execuţie normală pentru folosirea într-un mediu ambiant a cărui temperatură nu scade sub +5°C cît şi în execuţie specială rezistentă la temperaturi joase (între +5 şi —20°C) pentru folosirea în exterior.

In R.D. Germană se fabrică actualmente tuburi fluorescente cu culorile lumina zilei, alb curat, alb şi alb cald cu puteri de 14, 20, 25 şi 40 W.

Tuburile de 14, 20 şi 25 W au diametrul de 37 mm iar cele de 40 W de 40 mm, lungimile lor fiind respectiv de 470, 720, 970 şi 1 200 mm.

Pentru a se veni în ajutorul arhitecţilor, se produc de asemenea două tipuri de tuburi fluorescente în forma literei U, cu puteri de 25 şi 40 W, livrabile în toate cele patru culori indicate mai sus.

Lungimea acestora este de numai 410, respectiv 525 mm şi au exact aceleaşi caracteristici electrice ca şi tuburile rectilinii.

Inafară de acestea sînt actualmente în curs de dezvoltare tuburi fluorescente cu puteri mai mici, începînd de la 6 W precum şi un tub de 100W cu diametrul de 54 mm şi lungimea de 1 520 mm.

Printre firmele producătoare din vestul Europei, un rol important în dezvoltarea tuburilor fluorescente a avut uzina Philips din Olanda. In programul său de fabricaţie, figurează tuburi fluorescente rectilinii cu puteri între 14 şi 65 W în culorile de lumină alb cald (3000°K), alb (4200°K) şi lumina zilei (6500°K), precum şi un tub circular de 40 W al cărui diametru exterior are 410 mm. Acesta se pretează foarte bine pentru montat în corpuri de lampă de masă sau de plafon pentru locuinţe, sau se poate încadra cu uşurinţă în diferite combinaţii arhitectonice.

Se mai poate menţiona şi firma Osram din Germania care fabrică tuburi fluorescente rectilinii de 10—65 W, cu aceleaşi culori ca cele produse în Republica Democrată Germană, precum şi tuburi de 16 şi 40 W, de forma literei U.

Bibliografie

Ivanov A. P.: Surse electrice de lumini — Lămpi cu descărcări în gaze, Bucureşti, Editura Energetică de Stat, 1948 (trad. din lb. rusă).

Lugovskoi B. I.: Iluminatul fluorescent, Bucureşti, Editura Energetică de Stat, 1953 (trad. din lb. rusă).

Neil Wallei şi Neumann Ernest: Beleuchtungstechnik und Leuchstofflampen Leipzig, 1952.

Neuman Ernest: Die physikalischen Grundlagen der leuchstofflampen, Berlin, 1954.

* * *: Lămpi fluorescente, Ministerul Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice, Bucureşti, 1952.

* * *: Catalogele firmelor: KOVO-Praga, CSR; Tungsram-Budapesta, RPU; DIA-Berlin, RDG; Philips-Eindhoven, Olanda; Osram, Schalk-Republica Federală Germană; Luceia, Suedia Novalux etc.

* * *: STAS 3687-53

★

ЛЮМИНИСЦЕНТНЫЕ ЛАМПЫ

Резюме

Излагается принцип люминисцентных ламп после чего переходится к классификации и конструкции. Указываются особенности работы и даются конструктивные типы.

Un caz particular de circuite electrice cuplate capacitiv

Conf. Ing. C. ŞORA

621.3.062.9

A. Generalităţi. La unele încercări de laborator şi aplicaţii industriale, este foarte important ca să dispunem de impedanţe variabile — atît ca valori cît şi ca defazări — cu reglare fină şi în limite cît mai largi. Este cunoscut, de exemplu, folosirea în acest scop ca circuit de utilizare a motorului sincron, la care prin variaţia curentului de excitaţie, se schimbă defazajul dintre tensiune şi curent. Prezenta lucrare, conţine cîteva observaţii privind comportarea unui sistem imaginat de noi, care printr-o reglare simplă, permite să se schimbe defazajul şi raportul dintre tensiunea aplicată şi curent.

Sistemul este format din doi condensatori, executaţi într-o construcţie care permite o influenţă capacitivă reciprocă. Încercările experimentale s-au făcut pe un model, format

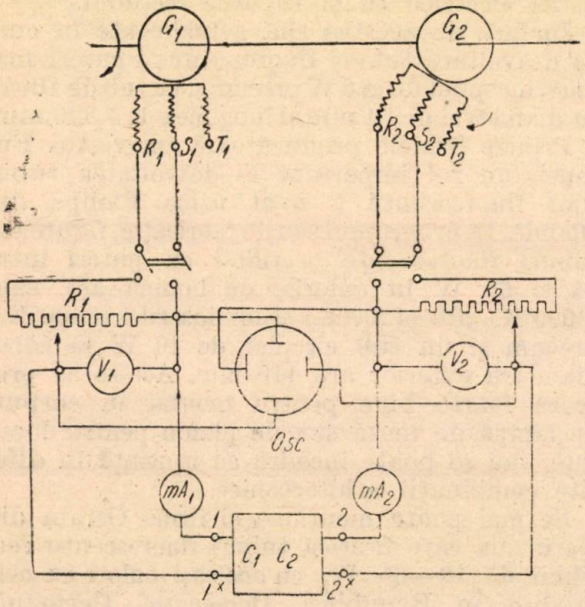


Fig. 1. Montajul experimental, folosit pentru a urmări comportarea sistemului în funcţie de α şi ε.

din patru foiţe de staniol (*1*, *2*, *1'*, *2'*), constituind armăturile celor doi condensatori, separate prin fîşii de hîrtie parafinată şi înfăşurate apoi împreună, aşa cum se obişnuieşte să se facă în construcţiile curente de condensatori. Ansamblul astfel realizat, constituie un sistem de doi condensatori executat într-un singur bloc, cu armături care pot fi alese, în principiu, după voie. Datorită influenţei capacitive reciproce, condiţionată de faptul că cei doi condensatori au dielectric comun, sarcinile electrice separate pe armăturile unuia dintre condensatori sînt influenţate de sarcinile de pe armăturile celuilalt.

Procesul de influenţă menţionat, depinde atît de defazajul dintre cele două tensiuni de alimentare (α), cît şi de raportul valorilor lor numerice (ε). Montajul folosit în scopul de a urmări comportarea sistemului în funcţie de parametrii amintiţi, se vede în fig. 1. Ca sursă de alimentare s-a folosit un grup de construcţie specială, utilizat în mod curent în laborator pentru etalonarea contoarelor. El este format dintr-un motor de curent continuu şi doi generatori sincroni G_1 şi G_2 montaţi pe acelaşi arbore. Statorul unuia dintre generatori putîndu-se roti faţă de statorul generatorului celuilalt, la bornele lor se obţin tensiuni defazate între ele cu un unghi oarecare. Utilizarea acestui grup da sursă de energie în scopul urmărit, este extrem de comodă, ea însă prezintă neajunsul de a nu furniza, din motive constructive, tensiuni tocmai sinusoidale. În montajul indicat, tensiunile la borne se pot stabili la valorile dorite, cu ajutorul reostatelor R_1 şi R_2. Curentul de încărcare al condensatorilor este indicat de miliampermetrele montate în circuitele respective. Ţinînd seama de ordinul de mărime al curenţilor şi de rezistenţa interioară a instrumentelor de măsură folosite, căderile de tensiune respective s-au putut practic neglija, ele fiind doar de cîteva zecimi de volt şi chiar mai puţin. Pentru alimentarea sistemului cu tensiuni defazate între ele, se pot folosi şi montajele clasice indicate în literatură în acest scop (puntea de fază etc.).

Defazajul dintre tensiune şi curent în diferite condiţii de alimentare, nu este întotdeauna capacitiv. După cum se va vedea, un astfel de defazaj nu există decît într-un domeniu relativ restrîns. Deşi elementele care intervin sînt capacităţi, defazajul dintre tensiuni şi curenţi, poate să fie zero sau inductiv. În electrotehnică, se întîlnesc situaţii asemănătoare. Astfel, defazajul dintre tensiune şi curent la un motor sincron supraexcitat poate să devină capacitiv, deşi ca circuit electric el este o rezistenţă în serie cu o inductivitate. De asemenea, la motorul monofazat cu colector folosit în tracţiunea electrică, în unele montaje de frînare cu recuperare (montajul în punte) la turaţii relativ ridicate, defazajul dintre tensiune şi curent este capacitiv.

Pentru o analiză mai riguroasă a comportării sistemului ca element de circuit, în prezenta lucrare se face un studiu teoretic în paralel cu unul experimental, ceea ce ne va permite să tragem concluzii concludente ,confruntînd rezultatele obţinute.

B. Relaţii de bază. În fig. 2 este redat schematic, un sistem de doi condensatori, cu influenţă capacitivă reciprocă. Sistemul este alimentat în curent alternativ, de la două surse separate.

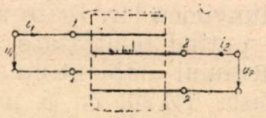


Fig. 2. Schema sistemului de doi condensatori, cu influenţă capacitivă reciprocă.

Sarcinile electrice totale, separate pe armăturile *11'* sau *22'*, depinzînd liniar de cele două tensiuni de alimentare, se pot scrie următoarele relaţii :

$$q_1 = C_{10}\,u_1 + C_{21}\,u_2 \qquad (1)$$
$$q_2 = C_{20}\,u_2 + C_{12}\,u_1.$$

în care :

u_1 şi u_2 sînt valorile momentane ale tensiunilor de alimentare ;

C_{10} — capacitatea proprie a condensatorului (*1—1'*) ;

C_{21} — capacitatea mutuală a condensatorului al doilea (*2—2'*) faţă de condensatorul întîi (*1—1'*) ;

$C_{10}\,u_1$ — valoarea momentană a sarcinii electrice separată pe armăturile condensatorului (*1—1'*), atunci cînd condensatorul al doilea (*2—2'*) nu este sub tensiune ;

$C_{21}u_2$ — valoarea momentană a sarcinii electrice separată pe armăturile primului condensator (*1—1'*), datorită tensiunii u_2, aplicată condensatorului al doilea ;

q_1 — valoarea momentană a sarcinii electrice totale separată pe armăturile condensatorului (*1—1'*) atunci cînd ambii condensatori sînt alimentaţi.

Pentru termenii din relaţia a doua (ecuaţia 1) semnificaţiile sînt analoge.

De reţinut că C_{10}, C_{20}, C_{12} şi C_{21} nu sînt nişte capacităţi simple, aşa după cum ar rezulta la prima vedere, ci reprezintă nişte capacităţi globale respectiv nişte coeficienţi capacitivi, constanţi pentru un sistem dat, corespunzători unei legări relativ complicate de capacităţi parţiale.

Rezolvarea ecuaţiei (1) presupune cunoaşterea constantelor C_{10}, C_{20}, C_{12} şi C_{21}, care se poate face foarte simplu pe cale experimentală, dacă sistemul este dat.

In regim armonic, dacă defazajul dintre tensiuni este α, putem scrie:

$$u_1 = U_1\sqrt{2}\sin\omega t$$
$$u_2 = U_2\sqrt{2}\sin(\omega t-\alpha). \qquad (2)$$

Ecuaţia (1) devine:

$$q_1 = Q_{1max}\sin(\omega t-\psi_1) = C_{10}U_1\sqrt{2}\sin\omega t + C_{21}U_2\sqrt{2}\sin(\omega t-\alpha) \qquad (3)$$
$$q_2 = Q_{2max}\sin(\omega t-\psi_2) = C_{20}U_2\sqrt{2}\sin(\omega t-\alpha)+ C_{12}U_1\sqrt{2}\sin\omega t,$$

unde Q_{1max}, Q_{2max}, ψ_1 şi ψ_2 trebuie astfel determinate încît relaţiile (3) să fie verificate.

Dacă se alege în aşa fel originea pentru unghiul α, încît el să fie egal cu zero, atunci cînd tensiunile sînt în opoziţie (defazate cu 180°),iar pentru condensatorul al doilea schimbăm sensul pozitiv de defazare între tensiunile de alimentare, deci avem:

$$u_2 = U_2\sqrt{2}\sin\omega t$$
$$u_1 = U_1\sqrt{2}\sin(\omega t-\alpha) \qquad (4)$$

relaţiile (3) devin:

$$q_1 = Q_{1max}\sin(\omega t-\psi_1) = C_{10}U_1\sqrt{2}\sin\omega t + C_{21}U_2\sqrt{2}\sin[\omega t-(\pi-\alpha)] \qquad (5)$$
$$q_2 = Q_{2max}\sin(\omega t-\psi_2) = C_{20}U_2\sqrt{2}\sin\omega t + C_{12}U_1\sqrt{2}\sin[\omega t-(\pi-\alpha)]$$

Reprezentînd vectorial relaţiile (5), se obţin fig. 3, *a* şi fig. 3, *b*. Referindu-ne la aceste figuri, rezultă:

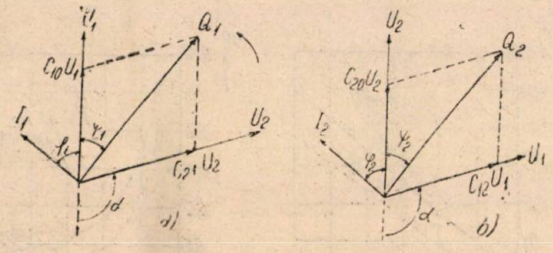


Fig. 3. Diagrama vectorială a tensiunilor, şi curenţilor

$$Q_1 = \sqrt{(C_{10}U_1)^2 + (C_{21}U_2)^2 - 2\cdot C_{10}C_{21}U_1U_2\cos\alpha}$$
$$\psi_1 = \operatorname{arctg}\frac{C_{21}U_2\sin\alpha}{C_{10}U_1 - C_{21}U_2\cos\alpha} \qquad (6)$$

şi

$$Q_2 = \sqrt{(C_{20}U_2)^2 + (C_{12}U_1)^2 - 2\cdot C_{20}C_{12}U_1U_2\cos\alpha}$$
$$\psi_2 = \operatorname{arctg}\frac{C_{12}U_1\sin\alpha}{C_{20}U_2 - C_{12}U_1\cos\alpha} \qquad (7)$$

Sarcinile electrice totale (Q_1 şi Q_2) şi defazajele (ψ_1 şi ψ_2) dintre aceste sarcini şi tensiunile respective, depind atît de valorile tensiunilor de alimentare, cît şi de defazajul dintre tensiuni.

Sarcinilor electrice totale Q_1 şi Q_2 separate pe armături, le corespund curenţii I_1 şi I_2 defazaţi înainte cu un sfert de perioadă, deoarece $i = \frac{dq}{dt}$ (fig. 3 şi fig. 4).

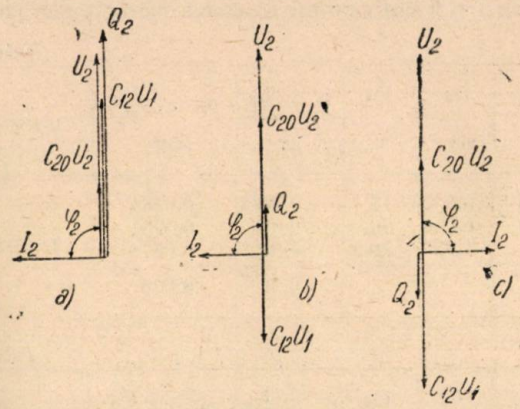


Fig. 4. Diagramele vectoriale pentru $\alpha = 180°$ şi $\alpha = 0°$ (cazul I).

Ţinînd seama de relaţiile (6) şi (7) avem:

$$i_1 = I_1\sqrt{2}\sin(\omega t-\psi_1) = \omega C_{10}U_1\sqrt{2}\cos\omega t + \omega C_{21}U_2\sqrt{2}\cos[\omega t-(\pi-\alpha)]$$
$$i_2 = I_2\sqrt{2}\sin(\omega t-\psi_2) = \omega C_{20}U_2\sqrt{2}\cos\omega t + \omega C_{12}U_1\sqrt{2}\cos[\omega t-(\pi-\alpha)] \qquad (8)$$

de unde rezultă:

$$I_1 = \omega\sqrt{(C_{10}U_1)^2 + (C_{21}U_2)^2 - 2\cdot C_{10}C_{21}U_1U_2\cos\alpha}$$
$$\varphi_1 = \frac{\pi}{2} - \psi_1 = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}\frac{C_{21}U_2\sin\alpha}{C_{10}U_1 - C_{21}U_2\cos\alpha} \qquad (9)$$

$$I_2 = \omega\sqrt{(C_{20}U_2)^2 + (C_{12}U_1)^2 - 2\cdot C_{20}C_{12}U_1U_2\cos\alpha}$$
$$\varphi_2 = \frac{\pi}{2} - \psi_2 = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}\frac{C_{12}U_1\sin\alpha}{C_{20}U_2 - C_{12}U_1\cos\alpha} \qquad (10)$$

unde φ_1 şi φ_2 sînt defazajele dintre tensiunile aplicate şi curenţi.

Mărimile U_1, U_2, f şi α fiind cunoscute din condiţiile de alimentare, iar C_{10}, C_{20}, C_{12} şi C_{21} prin experiment, se pot determina pe cale analitică folosind relaţiile (9) şi (10) curenţii şi defazajele respective.

Este evident că se poate găsi un cuadripol echivalent al sistemului, format dintr-o grupare corespunzătoare de capacităţi. In lucrare, ne limităm la studiul comportării sistemului, sub forma prezentată. Sistemul studiat, reprezintă în fond un cuadripol de construcţie oarecum specială, alimentat pe la ambele perechi de borne. Faţă de un cuadripol format din condensatori obişnuiţi, sistemul se caracterizează printr-un număr minim de armături. Astfel, cele patru armături ale sistemului înlocuiesc cel puţin patru condensatori, obişnuiţi deci opt armături.

C. Rezultate teoretice şi experimentale. Prima problemă pe care trebuie să o rezolvăm este determinarea experimentală a capacităţilor proprii (C_{10}, C_{20}) şi mutuale (C_{12},C_{21}). In acest scop, se alimentează numai unul dintre condensatori. Măsurîndu-se tensiunea aplicată şi curentul, se determină capacitatea proprie C_{10} şi C_{20} $\left(C = \frac{I}{\omega U}\right)$. Datorită influenţei capacitive, pe armăturile celuilalt condensator, se vor separa sarcini electrice, deşi el nu este alimentat. Măsurînd tensiunea la bornele acestui condensator (U_{10} respectiv U_{20}), putem determina capacităţile mutuale din egalităţile:

$$C_{12}U_1 = C_{20}U_2$$
$$C_{21}U_2 = C_{10}U_1 \qquad (11)$$

De reţinut că, consumul instrumentelor de măsură folosite pentru determinarea tensiunilor U_{10} şi U_{20} trebuie să fie practic neglijabil.

In experienţele noastre, ne-am servit de un tub catodic, valorile tensiunilor fiind determinate prin comparaţie. In tabelele 1 şi 2 sînt cuprinse rezultatele măsurătorilor făcute.

Tabela 1

U_2 V	I_{20} mA	U_{10} V	$C_{20}=\frac{I_{20}}{\omega U_2}$ μF	$C_{21}=C_{10}\frac{U_{10}}{U_2}$ μF	Observaţii
30	0,552	12	0,0698	0,0281	
50	0,926	20	0,0702	0,0281	
75	1,325	29,6	0,07	0,0278	$f = 42$ Hz
			0,07	0,028	

Tabela 2

U_1 V	I_{10} mA	U_{10} V	$C_{10}=\frac{I_{10}}{\omega U_1}$ μF	$C_{12}=C_{20}\frac{U_{20}}{U_1}$ μF	Observaţii
30	0,555	12,2	0,0702	0,0264	
50	0,930	20,5	0,0705	0,0287	
75	1,390	30	0,0703	0,0281	$f = 42$ Hz
			0,0703	0,0284	

Valorile mijlocii sînt :

$$C_{10} = 0{,}0703 \ \mu F \quad C_{12} = 0{,}0284 \ \mu F$$
$$C_{20} = 0{,}07 \ \mu F \quad C_{21} = 0{,}0280 \ \mu F$$

Pentru o sistematizare a prezentării, vom analiza comportarea sistemului în două situaţii particulare din punct de vedere al condiţiilor de alimentare.

Cazul I. Se studiază comportarea sistemului, în funcţie de raportul tensiunilor de alimentare $\left(\varepsilon = \frac{U_2}{U_1}\right)$, pentru un anumit defazaj (α) între tensiuni.

Ne vom referi la situaţiile în care defazajul dintre tensiuni este zero sau 180°, deoarece acestea prezintă o importanţă deosebită, în legătură cu posibilitatea de a obţine o reactanţă capacitivă variabilă. Din fig. 4, *a*, *b*, *c*, rezultă că sînt posibile mai multe situaţii :

a) Dacă tensiunile sînt în fază ($\alpha = 180°$) pentru orice raport al lor, curenţii vor fi capacitivi şi anume, defazaţi cu un sfert de perioadă înaintea tensiunilor respective (fig. 4, *a*). Prin schimbarea raportului dintre tensiunile de alimentare, se schimbă doar valorile lor numerice. In fig.5 — linie plină — sînt reprezentate variaţiile curenţilor I_1 şi I_2, în funcţie de raportul tensiunilor de alimentare, pe baza datelor experimentale. In linie punctată, sînt trasate curbele teoretice

Se observă că variaţiile curenţilor I_1 şi I_2 în funcţie de ε, sînt liniare.

S-au calculat capacităţile echivalente datelor obţinute, folosind relaţia $C = \frac{I}{\omega U}$. Folosind valorile rezultate, s-au trasat curbele din fig. 7 şi 8 purtînd specificaţia $\alpha = 180°$. Capacitatea echivalentă C_1 (armăturile $1-1'$) variază liniar cu ε, iar C_2 (armăturile $2-2'$) scade, tinzînd asimptotic către valoarea capacităţii în gol.

Valorile obţinute experimental sînt cu ceva mai mari.

b) In fig. 4 *b*, *c* sînt arătate două alternative ale situaţiei în care $\alpha = 0°$. Fig. 4 se referă, de fapt, la condensatorul ($2-2'$), însă în mod analog se pot trasa şi pentru condensatorul ($1-1'$).

In prima alternativă, cînd sarcina electrică separată pe armăturile condensatorului ($2-2'$) datorită tensiunii aplicate U_2, este mai mare decît sarcina electrică separată pe aceleaşi armături, datorită tensiunii U_1, aplicată condensatorului ($1-1'$) ($C_{20}U_2 > C_{10}U_1$), curentul este capacitiv şi defazat cu un sfert de perioadă înaintea tensiunii (fig. 4, *b*). Dacă cele două sarcini electrice sînt egale, adică $C_{20}U_2 = C_{10}U_1$ teoretic curentul I_2 trebuie să fie zero. Această situaţie reprezintă, de fapt, un montaj de opoziţie, care aduce cu opoziţia t.m.m. a unor circuite cuplate magnetic (cînd fluxul util este zero). In curbele de variaţie ale curenţilor, se vor identi-

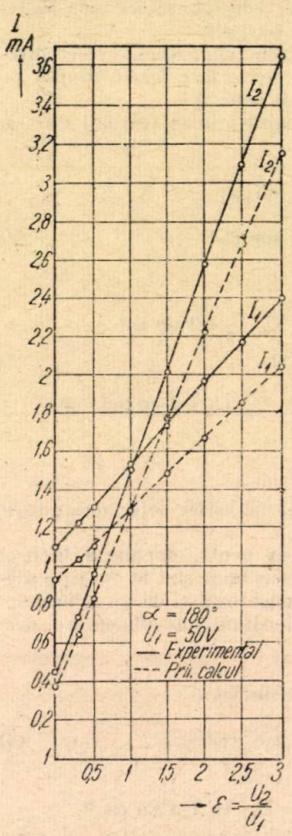


Fig. 5. Variaţia curenţilor I_1 şi I_2, în funcţie de ε, pentru $\alpha = 180°$.

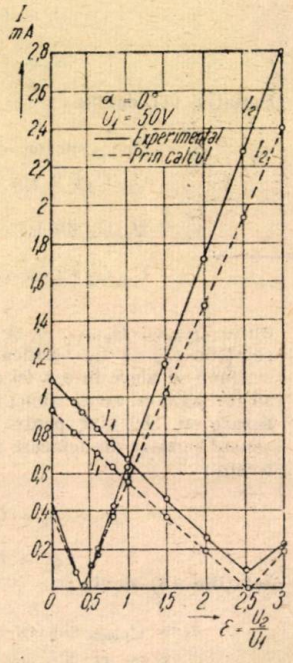


Fig. 6. Variaţia curenţilor I_1 şi I_2 în funcţie de ε, pentru $\alpha = 0°$.

fica prin urmare cîte un raport critic al tensiunilor de alimentare, cînd curenţii vor trece printr-un minim, teoretic prin zero. Aceste valori, după cum s-a mai spus, rezultă

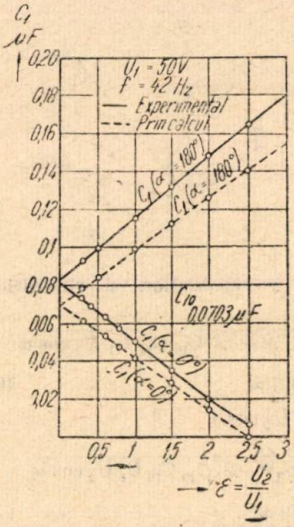


Fig. 7. Variaţia capacităţii echivalente C_1, în funcţie de ε.

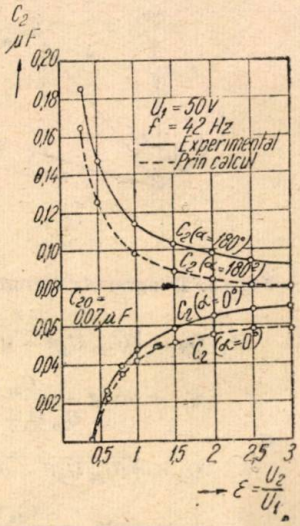


Fig. 8. Variaţia capacităţii echivalente C_2, în funcţie de ε.

din condiţia ca sarcina electrică separată pe armăturile unui condensator datorită tensiunii aplicate, să fie egală şi de semn

contrar, cu sarcina electrică separată prin influenţa datorită tensiunii aplicate celuilalt condensator. Deci din condiţiile:

$$C_{10}\,U_1 = C_{21}\,U_2 \qquad C_{20}\,U_2 = C_{12}\,U_1 \tag{12}$$

rezultă:

$$\varepsilon_{1cr} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{C_{10}}{C_{21}} \qquad \varepsilon_{2cr} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{C_{12}}{C_{20}} \tag{13}$$

Experimental s-au găsit următoarele valori: $\varepsilon_{1cr} = 2{,}52$ şi $\varepsilon_{2cr} = 0{,}41$, iar prin calcul: $\varepsilon_{1cr} = 2{,}51$ şi $\varepsilon_{2cr} = 0{,}406$. Aceste rezultate, confirmă ipotezele făcute. Cele două rapoarte critice, se pot determina pe cale experimentală în mod expeditiv prin încercare în gol, care se face în mod obişnuit, atunci cînd se determină capacităţile proprii şi mutuale. Teoretic s-a văzut că pentru aceste rapoarte critice, curenţii trec prin zero.

Experimental s-au obţinut nişte valori diferite de zero, însă foarte mici. Aceasta se explică şi prin aceea că de fapt datorită condensatorului, în curba de variaţie a curentului, armonicele superioare apar într-o măsură mai mare decît în curba de variaţie a tensiunii şi chiar dacă avem opoziţie pentru fundamentală (singura de care se ţine seama în calculul teoretic), rămîn armonicile care ne dau un curent diferit de zero. Cu cît tensiunile de alimentare ale sistemului se îndepărtează mai mult de la o variaţie sinusoidală, cu atît aceşti curenţi vor fi mai mari (ceea ce s-a verificat şi experimental)

Dacă sarcina electrică separată pe armăturile unui condensator datorită tensiunii aplicate, este mai mică decît sarcina separată prin influenţă, ceea ce pentru condensatorul 2-2′ înseamnă că $C_{20}U_2 < C_{12}U_1$, curentul este defazat cu un sfert de perioadă în urma tensiunii, deci din punct de vedere al defazajului, el este inductiv (fig. 4, *c*).

Consideraţiile expuse, au fost verificate şi experimental. In fig. 9, 10 şi 11, sînt redate fotografiile nnor oscilograme,

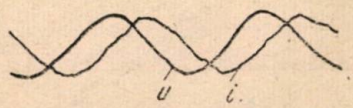


Fig. 9. Variaţia tensiunii U_2 şi curentul I_2 în funcţie de timp (defazaj capacitiv) în cazul cînd $C_{20}\,U_2 > C_{12}\,U_1$.

Fig. 10. Variaţia tensiunii U_2 şi curentul I_2 în funcţie de timp cînd $C_{20}U_2 = C_{12}U_1$.

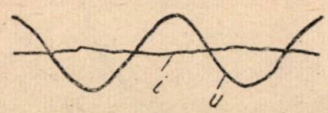


Fig. 11. Variaţia tensiunii U_2 şi curentului I_2 în funcţie de timp (defazaj inductiv), cînd $C_{20}U_2 < C_{12}U_1$.

care corespund condiţiilor de alimentare mai sus amintite. Astfel fig. 9, în care curentul este defazat cu un sfert de perioadă înaintea tensiunii, deci defazajul este capacitiv, se referă la primul caz cînd $C_{20}U_2 > C_{12}U_1$. Fig. 10 corespunde situaţiei în care $C_{20}U_2 = C_{12}U_1$, iar fig. 11, situaţiei în care defazajul este inductiv, deci $C_{20}U_2 < C_{12}U_1$.

Curbele de variaţie ale curenţilor I_1 şi I_2 sînt redate în fig. 6. Curbele experimentale sînt trasate cu linie plină iar cele teoretice cu linie punctată.

In fig. 6 se observă variaţia liniară a curenţilor şi prezenţa punctelor de minim pentru valorile critice ale raportului ε, deja specificate. O dată cu trecerea curentului prin minim (în curbele experimentale) respectiv prin zero (în curbele teoretice), defazajul curentului faţă de tensiune se schimbă cu 180°. Domeniile în care curentul este capacitiv, sînt următoarele: pentru curentul I_1, $0 < \varepsilon < 2{,}51$ (prin calcul) şi $0 < \varepsilon < 2{,}52$ (experimental). Pentru curentul I_2, $\varepsilon > 0{,}406$ (prin calcul) şi $\varepsilon > 0{,}41$ (experimental).

Limitîndu-ne la aceste domenii, s-au calculat capacităţile echivalente, pe baza datelor obţinute şi s-au trasat şi curbele experimentale şi teoretice (fig. 7 şi 8) alături de cele referitoare situaţiei în care defazajul α dintre tensiuni era egal cu 180°. In felul acesta, fig. 7 şi 8 cuprind toate posibilităţile de variaţie ale capacităţilor echivalente ale sistemului, atunci cînd $\alpha = 0°$ şi $\alpha = 180°$. Ele prezintă interes pentru aplicaţiile practice, deoarece obţinerea unui defazaj între tensiuni egal cu zero sau 180°, se poate realiza cu montaje simple.

Variaţia capacităţilor echivalente în funcţie de raportul tensiunilor de alimentare, se face în limite destul de largi (fig. 7 şi 8). In unele condiţii de alimentare se obţin valori apropiate de zero, iar în altele, valori care depăşesc de mai multe ori capacităţile în gol (C_{10} şi C_{20}).

Capacitatea echivalentă a condensatorului alimentat la tensiune constantă (C_1) are o variaţie liniară (fig. 7), atît pentru $\alpha = 0°$, cît şi pentru $\alpha = 180°$. Intr-adevăr din relaţia

$$C_1 = \frac{C_{10}\,U_1 \pm C_{21}\,U_2}{U_1}$$

rezultă:

$$C_1 = C_{10} + C_{-1}\cdot\varepsilon, \tag{14}$$

cu semnul (+) cînd $\alpha = 180°$ şi cu semnul (−) cînd $\alpha = 0°$. Deoarece C_{10} şi C_{20} sînt constante, C_1 variază liniar cu ε. Pentru $\alpha = 0°$, ea devine egală cu capacitatea în gol C_{10}.

Capacitatea echivalentă C_2 variază după o hiperbolă cu tensiunea aplicată U_2, respectiv cu ε. Din relaţia

$$C_2 = \frac{C_{20}\,U_2 \pm C_{12}\,U_1}{U_2}$$

rezultă:

$$C_2 = C_{20} \pm \frac{C_{12}}{\varepsilon} \tag{15}$$

cu semnul (+) cînd $\alpha = 180°$ şi cu semnul (−) cînd $\alpha = 0°$. Dacă axa absciselor suferă o deplasare egală tocmai cu C_{20}, în noul sistem de coordonate, relaţia (15) reprezintă ecuaţia unei hiperbole echilatere $C_2 = \pm\frac{C_{12}}{\varepsilon}$ (fig. 8), care tinde asimptotic către valoarea capacităţii în gol C_{20}.

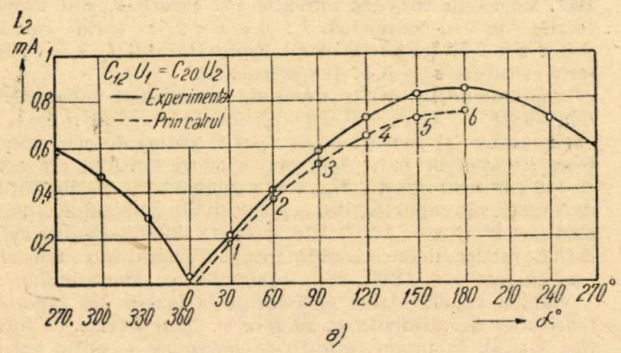
Din fig. 7 şi 8 mai rezultă că valorile găsite experimental, sînt cu ceva mai mari decît cele din calcul. Aceasta este o observaţie generală, care priveşte toate rezultatele expuse în prezenta lucrare. Ea îşi găseşte explicaţia într-o serie de factori, de care nu s-a ţinut seama.

Astfel, curentul real este nesinusoidal, în timp ce în calcul noi ne-am referit la un regim armonic. Valoarea efectivă a unei mărimi nesinusoidale, în cazul cînd nu se ţine seama decît de armonicile impare, fiind egală cu $I = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + \ldots}$ în care I_1, I_3... sînt valorile efective ale diferitelor armonici, depăşeşte valoarea efectivă a fundamentalei cu atît mai mult, cu cît armonicile sînt mai pronunţate. Acest fapt, se confirmă şi în cazul nostru, dacă comparăm valorile curenţilor găsite experimental, cu cele obţinute prin calcul. De asemenea, se ştie că, capacităţile în regim nesinusoidal sînt mai mari decît cele corespunzătoare fundamentalei.

Ţinînd seamă de eroarea introdusă datorită curentului nesinusoidal, de faptul că izolantul nu este perfect, aşa cum s-a considerat şi de ordinul însăşi de mărime al curenţilor, nepotrivirile între valorile găsite experimental şi prin calcul le putem considera acceptabile, cu atît mai mult cu cît alura, punctele de minim şi diferitele particularităţi pe care le găsim în curbele teoretice, se identifică întocmai şi în curbele ridicate experimental.

Cazul II. Se studiază comportarea sistemului, în funcţie de defazajul dintre tensiunile de alimentare, atunci cînd raportul lor este constant.

Pentru ca, calculele teoretice să fie mai expeditive, acest studiu se face în trei condiţii de alimentare astfel alese încît



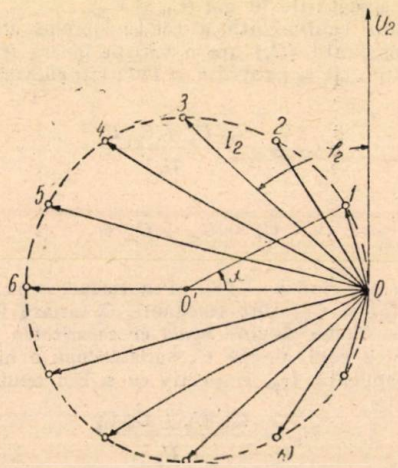


Fig. 12. Variaţia curentului I_2, în funcţie de α, cînd $C_{12}U_1 = C_{20}U_2$.

pentru relaţia (9) şi relaţia (10) să se obţină expresii simple.

a) Alimentarea sistemului se face în aşa fel încît :

$$C_{12}U_1 = C_{20}U_2.$$

In acest caz, relaţiile (9) şi (10) devin :

$$I_2 = \omega(C_{12}U_1)\sqrt{2}\sqrt{1-\cos\alpha} = \omega(C_{20}U_2)\sqrt{2}\sqrt{1-\cos\alpha} \quad (16)$$

$$\varphi_2 = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}\frac{\sin\alpha}{1-\cos\alpha}. \quad (17)$$

Expresia curentului I_2 fiind de forma $I_2 = K\sqrt{1-\cos\alpha}$, reiese că locul geometric al curentului în funcţie de α, este un cerc de diametru $K\sqrt{2}$. Referindu-ne la fig. 12, putem scrie :

$$\frac{I_2}{2} = \frac{D}{2}\sin\frac{\alpha}{2},$$

de unde

$$I_2 = D\cdot\sin\frac{\alpha}{2} = \frac{D}{\sqrt{2}}\sqrt{1-\cos\alpha} \quad (18)$$

Dacă diametrul cercului se ia egal cu $\sqrt{2}K$, obţinem tocmai relaţia (18).

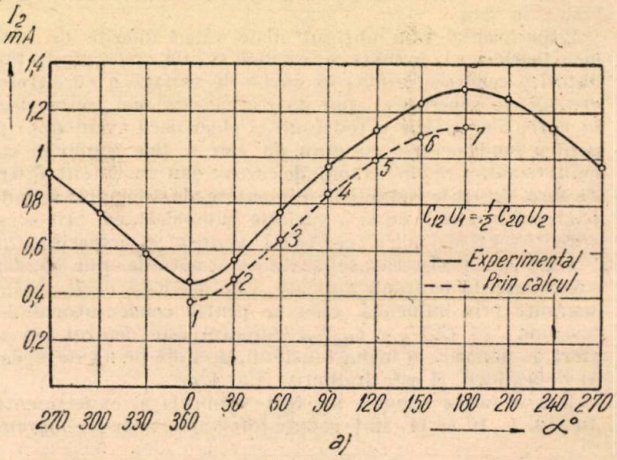
Tot din fig. 12, *b* mai rezultă că $\varphi_2 = \frac{\alpha}{2}$, ceea ce se şi verifică.

Curba teoretică de variaţie a curentului I_2 în funcţie de α, este redată în fig. 12, *a* (linie punctată). In fig. 12, *b* se reprezintă curenţii găsiţi prin calcul cu defazajele corespunzătoare, pentru a scoate în evidenţă că locul lor geometric este un cerc. Se observă că o dată cu creşterea curentului I_2 de la valoarea zero (pentru $\alpha = 0°$) pînă la valoarea maximă (pentru $\alpha = 180°$), creşte şi defazajul φ_2, ajungînd pentru $\alpha = 180°$, la valoarea $\varphi_2 = -\frac{\pi}{2}$. Numai în această situaţie, defazajul este capacitiv şi egal cu un sfert de perioadă. La o creştere mai departe a defazajului dintre tensiunile de alimentare, pentru I_2 şi φ_2 se obţin valori simetrice, care se încadrează în cercul trasat.

In fig. 12, *a* (linie plină) s-a trasat curba $I_2 = f(\alpha)$, pe baza valorilor găsite experimental.

b) Se realizează condiţia.

$$C_{12}U_1 = \frac{1}{2}C_{20}U_2$$



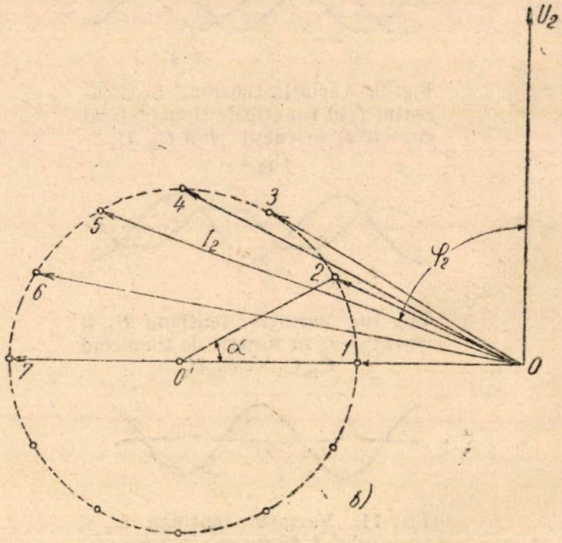


Fig. 13. Variaţia curentului I_2, în funcţie de α, cînd $C_{12}U_1 = \frac{1}{2}C_{20}U_2$.

Relaţiile (9) şi (10) devin :

$$I_2 = \omega\sqrt{(2C_{12}U_1)^2 + (C_{12}U_1)^2 - 2(2C_{12}U_1)(C_{12}U_1)\cos\alpha}$$

$$I_2 = \omega(C_{12}U_1)\sqrt{5-4\cos\alpha} \quad (19)$$

iar

$$\varphi_2 = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{C_{12} U_1 \sin \alpha}{2C_{12} U_1 - C_{12} U_1 \cos \alpha}$$

$$\varphi_2 = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{\sin \alpha}{2 - \cos \alpha}. \qquad (20)$$

Curba teoretică de variaţie a curentului I, este redată în fig. 12 (linie punctată).

In fig. 13, *b* se reprezintă curenţi cu defazajele respective. Se observă că locul geometric este un cerc cu centrul pe axa absciselor. Distanţa de la centrul cercului, pînă în originea sistemului de coordonate este egală cu diametrul cercului.

Intr-adevăr, referindu-ne la fig. 13, *b* se poate scrie :

$$I_2^2 = D^2 + \left(\frac{D}{2}\right)^2 - 2D\frac{D}{2}\cos\alpha \qquad (21)$$

de unde rezultă

$$I_2 = \frac{D}{2}\sqrt{5-4\cos\alpha}. \qquad (22)$$

Dacă diametrul cercului este $D = 2(\omega C_{12} U_1)$, se obţine relaţia (19). Pe baza rezultatelor experimentale s-a trasat în fig. 13, *a* (linie plină) curba experimentală $I_2 = f(\alpha)$.

c) Dacă

$$C_{12} U_1 = 2C_{20} U_2,$$

relaţiile (9) şi (10) devin :

$$I_2 = \omega (C_{20} U_2)\sqrt{5-4\cos\alpha} \qquad (23)$$

şi

$$\varphi_2 = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{2\sin\alpha}{1-2\cos\alpha}. \qquad (24)$$

Rezolvarea relaţiei (23) şi încercarea experimentală s-a făcut pentru $U_1 = 100$ V şi $U_2 = 20{,}3$ V. In aceste condiţii de alimentare, valorile curentului I_2 din relaţia (23) corespund valorile date de relaţia (19), la acelaşi α. Locul geometric al curentului I_2 şi în acest caz este un cerc (fig. 14, *b*). Distanţa de la centrul cercului O' pînă în originea sistemului de coordonate O, este egală cu a patra parte din diametru.

Pe baza rezultatelor obţinute prin calcul s-au trasat curbele din fig. 14, *a* şi 14, *b* (linie punctată).

Deoarece sarcina separată prin influenţă pe armăturile condensatorului al doilea ($C_{12}U_1$), depăşeşte sarcina proprie ($C_{20}U_2$), este evident că defazajul dintre tensiune şi curent într-un anumit domeniu să devină inductiv. In cazul nostru, pentru $\alpha < 60°$, defazajul este inductiv, pentru $\alpha = 60°$ el este zero, iar pentru $\alpha > 60°$, capacitiv. Defazajul este capacitiv şi egal cu un sfert de perioadă, numai în situaţia în care $\alpha = 180°$, ceea ce era şi de aşteptat, dacă ţinem seamă de consideraţiile anterioare. Pentru $\alpha > 180°$, se obţin valori care se încadrează în jumătatea de jos a cercului trasat. Folosind rezultatele experimentale, se obţin curbele de variaţie corespunzătoare, în fig. 14, *a* şi *b* (linie plină). Curba trasată în fig. 14, *b* presupune că defazajele dintre

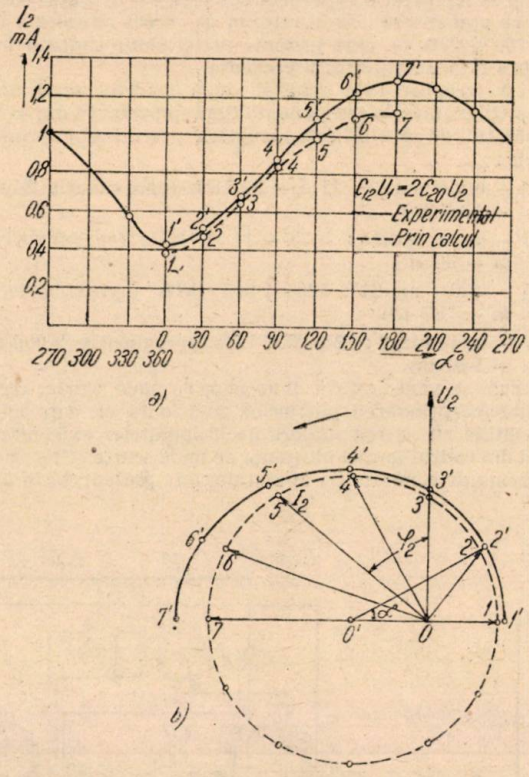


Fig. 14. Variaţia curentului I_2, în funcţie de α, cînd $C_{12}U_1 = 2.C_{20}U_2$.

tensiuni şi curenţi corespund celor găsite prin calcul. De fapt acest lucru a fost urmărit şi la oscilograf, cu care ocazie s-a verificat, de exemplu că pentru $\alpha = 60°$, $\varphi_2 = 0°$, ceea ce a reieşit şi prin calcul.

Din studiul comportării sistemului, în funcţie de defazajul dintre tensiunile de alimentare, atunci cînd raportul lor este constant (cazul II), reiese că o dată cu schimbarea curentului, se schimbă şi defazajul dintre tensiune şi curent. De acest lucru trebuie ţinut seama atunci cînd se precizează caracterul sistemului ca element de circuit.

Radioreceptorul EM-552

Ing. MARIANA BĂDĂRĂU

621.396.722

Fabrica ,,Electromagnetica" a început producerea unui nou tip de receptor, o superheterodină cu 4 + 2 tuburi electronice, cu alimentare de la rețeaua de curent alternativ (110, 127, 150 și 220 V), care prezintă performanțe simțitor îmbunătățite față de tipurile precedente.

Acest receptor este realizat după modelul unui aparat de tip Orion, piesele componente fiind importante din R.P.U.

Aparatul dă posibilitatea audierii posturilor cuprinse în gamele :

I — unde scurte : 11,5 — 22 MHz (aproximativ 26 m — — 13,7 m)

II — unde scurte : 5,75 — 11,15 MHz (aproximativ 52 m — 26 m)

III — unde medii : 520—1 605 kHz (aproximativ 575 m — 187 m)

IV — unde lungi : 150—320 kHz (aproximativ 2 000 m — — 940 m).

Precum se vede, există două game de unde scurte, ceea ce permite recepționarea posturilor pînă la 14 m, care nu pot fi ascultate cu marea majoritate a aparatelor existente, ele ieșind din cadrul gamei obișnuite de unde scurte (19—650 m).

Schema de conexiuni a aparatului este prezentată în fig. 1.

nuare suplimentară a semnalului de frecvență intermediară de 30 db. Tensiunile nesuntate de acest filtru, induc în circuitul de grilă curenți care dezvoltă cea mai mare tensiune pe frecvența de acord. Pe cele două game cu unde scurte, pentru a micșora acoperirea gamelor, în serie cu condensatorul variabil, se intercalează, un condensator de 378 pF.

Catoda tubului ECH 42 este legată la masă, negativarea inițială fiind dată de întîzierea de C.A.A.

Pe grila a treia a părții hexode se injectează oscilațiile produse în partea triodă ; montajul oscilatorului este cu reacție magnetică, cu circuitul acordat în placă. Pentru a nu avea o variație prea mare a tensiunii oscilatorului cu frecvența, s-a introdus un filtru trece jos, alcătuit din rezistența de 150 Ω și capacitatea parazitară dintre grilă și masă. Pentru realizarea alinierii în înaltă frecvență se folosește un pading de 378 pF pe UM și 240 pF pe UL. Pe cele două game de unde scurte nu există condensatori pading, deși capacitatea de 378 pF rămîne în circuit, deoarece este aceeaș valoare și în circuitul de intrare.

Frecvența de 473,5 kHz care apare în circuitul anodic al tubului, datorită amestecului, este separată de celelalte componente de către sarcina selectivă alcătuită de primul transformator de F.I. Tensiunea de F.I. este amplificată de

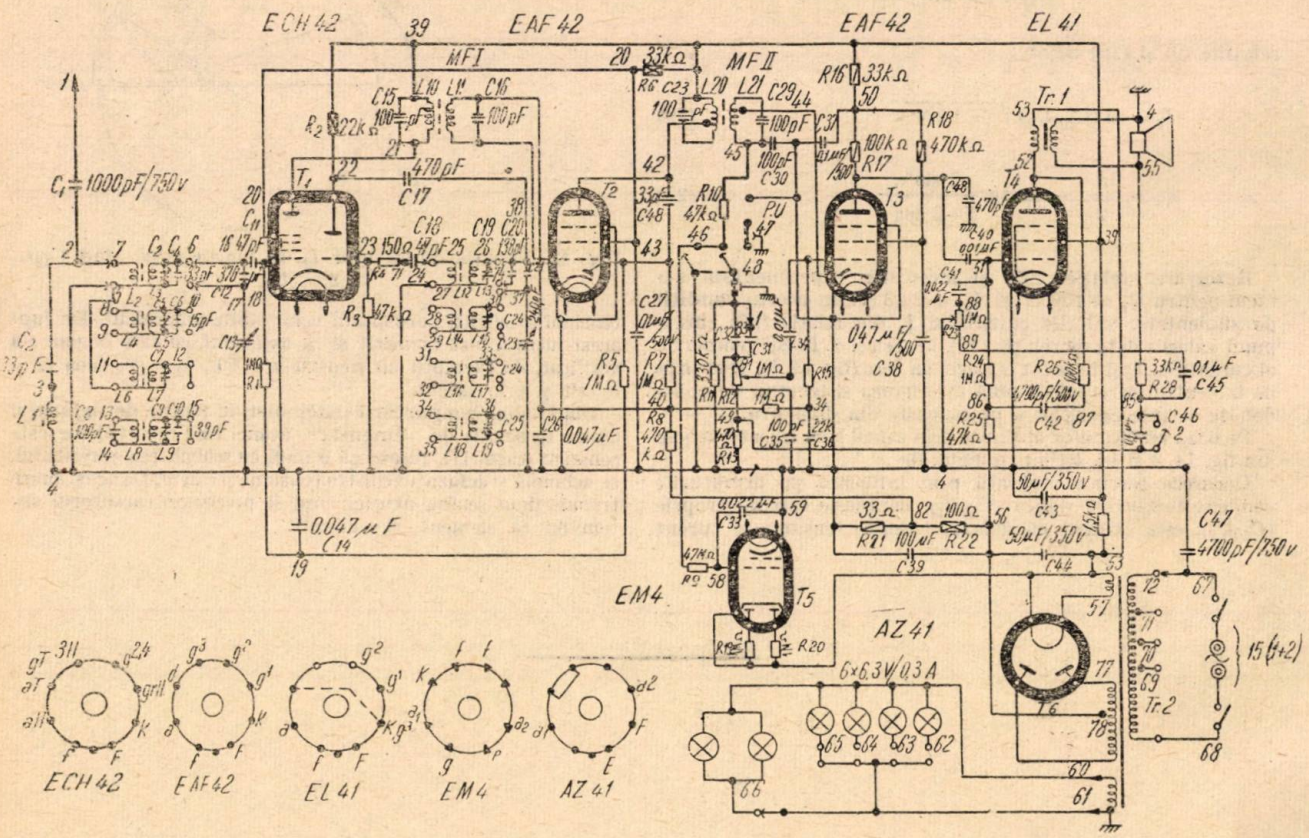


Fig. 1. Schema de principiu a receptorului EM 552.

Urmărind semnalul la antenă spre difuzor se observă că el întîlnește chiar de la intrare un filtru montat în paralel cu bobinele de la antenă, care rejectează frecvența intermediară de 473,5 kHz, realizînd astfel o atenuare suplimentară a semnalului de frecvență intermediară de 30 db. Tensiunile nesuntate de acest filtru, induc în circuitul de grilă curenți care dezvoltă cea mai mare tensiune pe frecvența de acord. Pe cele două game cu unde scurte, pentru a micșora acoperirea gamelor, în serie cu condensatorul variabil, se intercalează, un condensator de 378 pF.

Catoda tubului ECH 42 este legată la masă, negativarea inițială fiind dată de întîzierea de C.A.A.

Pe grila a treia a părții hexode se injectează oscilațiile produse în partea triodă ; montajul oscilatorului este cu reacție magnetică, cu circuitul acordat în placă. Pentru a nu avea o variație prea mare a tensiunii oscilatorului cu frecvența, s-a introdus un filtru trece jos, alcătuit din rezistența de 150 Ω și capacitatea parazitară dintre grilă și masă. Pentru realizarea alinierii în înaltă frecvență se folosește un pading de 378 pF pe UM și 240 pF pe UL. Pe cele două game de unde scurte nu există condensatori pading, deși capacitatea de 378 pF rămîne în circuit, deoarece este aceeaș valoare și în circuitul de intrare.

Frecvența de 473,5 kHz care apare în circuitul anodic al tubului, datorită amestecului, este separată de celelalte componente de către sarcina selectivă alcătuită de primul transformator de F.I. Tensiunea de F.I. este amplificată de tubul următor, E.A.F. 42, care are de asemenea catodul legat la pămînt. Secțiunea diodă a tubului este folosită pentru C.A.A. Ea primește tensiunea de frecvență intermediară de pe primarul transformatorului de frecvență intermediară,

întrucît selectivitatea în primar este mai redusă iar amortizările celor două circuite sînt mai egale; pentru ca această amortizare să nu fie excesivă, tensiunile pentru cele două diode (de C.A.A. şi detecţie) se iau printr-o priză pe primarul respectiv secundarul transformatorului de F.I. Tensiunea de întîrziere pentru C.A.A. se ia de pe un divizor situat între minusul condensatorului de filtrare şi masă. Tensiunea de C.A.A. este aplicată atît înapoi, la tuburile E.C.H. 42 şi primul E.A.F. 42, cît şi înainte, pe grila de comandă a celui de al doilea tub E.A.F. 42 care serveşte ca amplificator de frecvenţă intermediară. In felul acesta, la creşterea semnalului la intrare cu 40 db, semnalul la ieşire nu creşte cu mai mult de 8 db.

In ceea ce priveşte selectivitatea aparatului cele două filtre de F.I. dau o atenuare mulţumitoare a canalului adiacent: 20 db pentru un dezacord de ± 10 kHz.

Semnalul indus în secundarul celui de al doilea transformator de F.I. este aplicat diodei detectoare (al doilea E.A.F. 42). In circuitul de sarcină al detectorului se află o rezistenţă de 47 kΩ în serie cu 300 kΩ; în paralel cu aceasta din urmă sînt conectaţi un condensator şi un potenţiometru. Intre capătul inferior al potenţiometrului şi masă se găseşte o rezistenţă pe care se aplică tensiunea de reacţie negativă luată din secundarul transformatorului de ieşire. Se mai observă că prin deschiderea întrerupătorului 1, în circuit rămîne numai un condensator de 1 000 pF care atenuează frecvenţele joase; aceasta este poziţia vorbă a comutatorului vorbă-muzică, comandat prin tragerea în afară a butonului din partea stîngă; în acelaşi timp se stabileşte contactul întrerupătorului 2, care scurtcircuitează condensatorul de 0,1 μF şi în felul acesta se reduce reacţia negativă la frecvenţele înalte, care vor fi astfel mai puţin atenuate.

Potenţiometrul de 1 MΩ variază volumul audiţiei, manevrarea făcîndu-se cu butonul menţionat mai sus. Este de remarcat că la deplasarea cursorului pe potenţiometru, tensiunea de reacţie negativă aplicată se modifică; astfel, cînd cursorul este sus (volum maxim) reacţia este minimă, iar cînd cursorul este jos reacţia este maximă. Deoarece reacţia negativă aplicată în acest montaj este selectivă, atenuînd mai puţin frcvenţele joase, aceasta înseamnă că la un volum mic, frecvenţele joase vor avea un nivel mai ridicat decît celelalte frecvenţe. In felul acesta se obţine o audiţie mai naturală, compensîndu-se curba de sensibilitate a urechii care este mai puţin sensibilă la frecvenţele joase şi cele înalte. După cum se ştie, sensibilitatea urechii descreşte la aceste frecvenţe cu scăderea intensităţii sonore.

Semnalul audio amplificat de al doilea tub E.A.F. 42 este aplicat tubului final EL 41 împreună cu o tensiune de reacţie negativă luată din circuitul anodic.

Mulţumită acestei reacţii negative impedanţa tubului scade reducîndu-se prin aceasta fenomenele de rezonanţă ale transformatorului de ieşire şi difuzorului; se obţine astfel o redare mai egală a tuturor sunetelor.

Tot la intrarea tubului final este conectat un potenţiometru are are rolul de control al tonului şi poate fi comandat cu al doilea buton din partea stîngă a aparatului. Cînd cursorul acestui potenţiometru este jos, se produce o şuntare a reţelei de reacţie negativă selectivă de pe etajul prefinal, ceea ce duce la o ridicare suplimentară a amplificării la frecvenţele înalte.

Intrucît difuzorul este permanent dinamic, pentru a evita folosirea unui şoc separat de filtraj sa recurs la o rezistenţă de filtrare. In ceea ce priveşte caracteristica de frecvenţă a difuzorului, neregularităţile care apar în banda 100—5 000 Hz nu depăşesc 18 foni; frecvenţa de rezonanţă a difuzorului fabricat de Radio Popular este mai mică de 150 Hz.

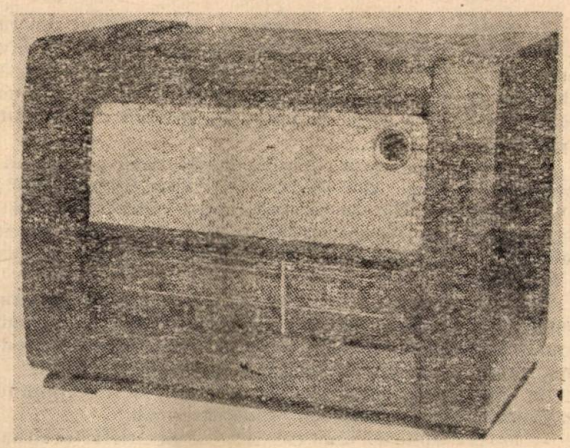


Fig. 2. Radioreceptorul EM 552.

Receptorul prezentat mai sus permite obţinerea unei sensibilităţi mai bune de 80 μV pe lungimile de unde scurte şi mai bune de 150 μV pe medii şi lungi pentru o putere de ieşire de 0,5 W. La bornele de pick-up sensibilitatea este mai bună de 80 mV.

In ceea ce priveşte curba de răspuns în banda 50—3 500 Hz, ea nu prezintă la capete atenuări mai mari de 8 db faţă de amplitudinea de la 1 000 Hz, ceea ce înseamnă o fidelitate mulţumitoare.

Puterea nominală a aparatului este de 1,75 W pentru 10% distorsiuni.

Zgomotul de fond nu este supărător el fiind caracterizat printr-o tensiune de brum de 1,5 V pe anoda lămpii finale.

Cutia aparatului este de lemn furniruit şi lustruit, de dimensiunile 500 × 350 × 260 mm şi se execută în două modele originalul produs în R.P.U. şi o variantă romînească reprezentată în fig. 2.

Calităţile electrice şi estetice ale radioreceptorului E.M. 552 fac din el cel mai bun tip de aparat produs pînă în prezent în ţara noastră.

ASUPRA ÎNVĂȚĂMÎNTULUI ELEMENTAR AL ELECTRICITĂȚII

373.7 : 537

O comisie a Societății franceze a electricienilor, din care au făcut parte cîțiva inspectori generali pentru fizică în învățămîntul secundar, învățămîntul tehnic, președintele Uniunii fizicienilor și un reprezentant al Asociației franceze de normalizare, a făcut o serie de propuneri privind învățămîntul electricității.

Propunerile au fost însușite de Societatea franceză a electricienilor. Unele din ele sînt de interes internațional și le vom menționa. Ele au ca scop de a se adopta în învățămînt sistemul unic de unități *MKSA*, care să ușureze sarcina profesorilor și elevilor de a lucra cu eficacitate în procesul de învățămînt.

Ținînd seama că atît Comisia Electrotehnică Internațională cît și Uniunea Internațională de Fizică a recomandat adoptarea sistemului *MKSA raționalizat* se propune introducerea numai a acestui sistem în învățămînt.

In consecință, principalele formule în învățămîntul electricității vor fi scrise în următorul mod :

— Forța F aplicată unei cantități de electricitate, situată într-un punct unde intensitatea cîmpului electric este E

$$F = QE.$$

— Relația dintre intensitatea cîmpului electric E și deplasarea electrică D, într-un mediu de permitivitate ε

$$D = \varepsilon E.$$

— Intensitatea E a cîmpului electric produs la distanța r, într-un mediu de permitivitate ε, de către o sarcină Q :

$$E = \frac{1}{4\pi} \frac{1}{\varepsilon} \frac{Q}{r^2}.$$

— Deplasarea electrică produsă la distanța r de o cantitate de electricitate Q :

$$D = \frac{1}{4\pi} \frac{Q}{r^2}.$$

— Forța F aplicată unei cantități de electricitate Q' de către o cantitate de electricitate Q, așezată la distanța r, într-un mediu de permitivitate ε,

$$F = \frac{1}{4\pi} \frac{1}{\varepsilon} \frac{QQ'}{r^2}.$$

— Diferența de potențial între două puncte ale unui circuit electric de rezistența R, intensitatea curentului constant fiind I :

$$U = RI.$$

— Energia furnizată de o sursă de f.e.m. constantă E, debitînd un curent de intensitate I, în intervalul de timp T :

$$W = E\,I\,T.$$

— Cantitatea de căldură (măsurată în cantități de energie), degajată de o rezistență R străbătută de un curent de intensitate constantă I, în intervalul de timp T :

$$Q = R\,I^2\,T.$$

— Momentul magnetic al unui dublet

$$\mathfrak{M} = ml.$$

— Momentul M al cuplului aplicat unui dublet $\mathfrak{M}$ situat într-un cîmp uniform de inducția magnetică B, perpendicular pe direcția dubletului :

$$M = \mathfrak{M}B.$$

— Relația între inducția magnetică și cîmpul magnetic :

$$B = \mu H.$$

— Forța aplicată unui element de curent $I\,dl$, așezat într-un cîmp de inducție magnetică B, normal pe dl :

$$dF = I\,dl\,B.$$

— Momentul cuplului aplicat unei spire de arie A, parcursă de curentul I, în cîmpul uniform de inducție negativă B, paralel cu spira :

$$M = I\,S\,B.$$

— Lucrul mecanic al forțelor aplicate unui circuit electric, care se deplasează într-un cîmp magnetic :

$$dW = -\,I\,d\Phi.$$

— Forța electromotoare de inducție

$$E = -\frac{d\Phi}{dt}.$$

— Cîmpul electric de inducție într-un punct al unui circuit, care se deplasează cu viteza v, într-un cîmp uniform de inducție magnetică B, normal pe v

$$E = vB.$$

— Intensitatea H a cîmpului magnetic creat de un element de curent $I\,dl$ la distanța r (formula lui Biot și Laplace)

$$H = \frac{1}{4\pi} \frac{I\,dl \sin\alpha}{r^2}.$$

— Intensitatea cîmpului magnetic în interiorul unui solenoid de lungime l, de n spire, străbătute de intensitatea I :

$$H = \frac{n\,I}{l}.$$

— Intensitatea cîmpului magnetic produs de un curent rectilin indefinit, de distanța a :

$$H = \frac{1}{2\pi} \frac{I}{a}.$$

— Intensitatea cîmpului magnetic în centrul unui circuit circular, de diametru d :

$$H = \frac{I}{d}.$$

— Forța magnetomotoare într-un circuit magnetic excitat de o singură spiră, străbătută de curentul I :

$$F = I.$$

— Momentul magnetic $\mathfrak{M}$ al unui circuit elementar de suprafață S și intensitate I

$$\mathfrak{M} = I\,S.$$

In modul acesta, adoptînd încă de la început, din învățămîntul elementar al electricității, un sistem unic de unități (*MKSA raționalizat*) se înlătură dificultățile care rezultă din predarea unei multitudini de sisteme de unități.

Astfel de la început în fizică se va vorbi şi de kilogram ca o unitate de masă. Ca unităţi în mecanică, se vor introduce unităţile MKS (newton, joule, watt) şi se vor scoate din învăţămînt vechile unităţi admise tranzitorice pînă azi (kilogramul forţă, kilogram metru, cal-putere etc.).

De asemenea în electrotehnică nu se vor mai întrebuinţa gauss, maxwell, oersted, ci unităţile noi corespunzătoare: weber pe metru pătrat, weber, amper pe metru. Totuşi se vor da factori de transformare a vechilor unităţi (cai putere în watt, gauss în weber pe metru pătrat etc.).

Totodată este de observat că mai sus s-a făcut propunerea să se adopte pentru momentul magnetic şi masa magnetică, definiţiile lor noi, de exemplu pentru momentul magnetic s-a luat raportul momentului cuplului, la inducţia magnetică *B*.

(Din *L'Onde Electrique*, mai, 1954).

METODA DE MĂSURĂ A OSCILAŢIILOR MECANICE UTILIZIND UN CABLU CONCENTRIC $\frac{\lambda}{4}$

534.154

In cadrul Institutului tehnic din Karlsruhe s-a pus la punct o metodă electrică de rezonanţă pentru măsura amplitudinii oscilaţiilor mecanice, a unor corpuri metalice sau nemetalice, libere şi neinfluenţate în timpul măsurii.

Partea vibrantă este aşezată în faţa capului unei linii $\frac{\lambda}{4}$ deschise şi astfel proprietăţile electrice ale acestei porţiuni de linie vor varia periodic. Măsura se face pe baza curbei de rezonanţă.

(Din *Archiv für Elektrotechnik*, vol. XLII, caiet 1. 1955, *E.Löb*)

CALCULUL CIMPULUI MAGNETIC IN BOBINE CILINDRICE

538.311

In cadrul laboratorului ASEA (Suedia) s-a elaborat un studiu în care se aproximează suficient de exact (1%) dezvoltările în serie pentru funcţiunea care exprimă cîmpul magnetic în jurul unei bobine cu un singur strat, sau cu mai multe straturi.

(Din *Archiv für Elektrotehnik*, vol. XLI, caiet 7, 1955. *F.Schückler*)

UN SIMPOSION DESPRE PREGĂTIREA INGINERILOR IN RADIO ŞI ELECTRONICĂ DIN MAREA BRITANIE

62(42)

Dat fiind importanţa pe care o capătă din ce în ce mai mult electronica în fiecare ramură a ştiinţei şi tehnicii se poate afirma că nu peste mult timp, nu va exista nici o ramură a industriei care să nu folosească comunicaţiile electronice sau aplicaţiile industriale ale acesteia.

In această situaţie, Institutul englez al inginerilor în radio a ţinut la sfîrşitul anului trecut un simposion despre pregătirea inginerilor de radio.

Trebuie ţinut seama, că în Anglia nu există — spre deosebire de alte ţări — institute speciale de învăţămînt superior pentru radio sau electronică.

Specialiştii în aceste domenii se recrutează din cadrul absolvenţilor şi universităţilor (fizicieni) sau a colegiilor tehnice (ingineri electrotehnicieni).

In general însă şi universităţile şi colegiile tehnice pregătesc absolvenţi care au numai cunoştinţe generale de radio şi electronică.

Se pune deci problema: unde şi cum să se specializeze aceşti absolvenţi în electronică? în facultăţi sau în producţie?

Există în această privinţă două păreri diferite.

Este clar însă că dat fiind domeniile tot mai largi pe care le „invadează" electronica, specialiştii în această ramură a ştiinţei trebuie să aibe cunoştinţe bogate şi serioase de fizică şi matematică pe care nu le pot dobîndi decît în universităţi sau colegii tehnice.

Industria electronică are nevoie ca personal tehnic productiv de 4 categorii de oameni:

— inginerul proiectant şi cercetător;
— inginerul tehnolog:
— tehnicianul;
— muncitori avansaţi (semi-meşteri).

Pentru a ajunge inginer proiectant sau cercetător, se urmează două drumuri diferite — conform celor două păreri diferite despre formarea specialiştilor în electronică.

Unul din aceste drumuri constă în aceea că inginerul sau fizicianul în timpul studiului ia parte la cursuri de specializare (în ultimii doi ani de studii) şi în acelaşi timp lucrează perioade regulate de timp în industrie (perioade ce pot merge pînă la 6 luni).

Se consideră că în momentul cînd termină studiile absolventul este capabil să ia parte la rezolvarea sarcinilor unei întreprinderi.

In unele întreprinderi însă se obişnuieşte ca absolventul unei universităţi sau colegiu tehnic să facă un stagiu de 18 sau 24 luni împărţit în felul următor:

1. O perioadă de 2—3 luni de acomodare cu întreprinderea.

2. O perioadă de 9 luni în care ori i se încredinţează un post legat direct de producţie, ori i se dă ca sarcină realizarea şi progresul unui mic proiect (ca importanţă) sau este ataşat unui colectiv din departamentul de studii al întreprinderii.

In toate aceste activităţi, absolventul are sarcina principală de a cunoaşte procedeele de lucru într-o întreprindere modernă.

3. O perioadă de 5—6 luni în care absolventul urmează un curs de electronică şi care are principalul scop de a-l familiariza şi cu teoria şi cu practica în mod armonios.

Cursul cuprinde şi lucrări de laborator axate pe problemele de proiectare şi pe cele ale procedeelor de lucru. După acest timp absolventul este în stare să se hotărească în ce direcţie să se specializeze.

4. Ultimele 6 luni el le petrece într-un sector de muncă ales de el astfel încît la terminarea celor 18 sau 24 luni de stagiu absolventul este în stare să ia parte efectivă la viaţa fabricii.

In cei doi ani de stagiu, absolventul devine un bun cunoscător al întreprinderii unde lucrează, el căpătînd şi încrederea colectivului cu care munceşte.

Se pare că această cale de formare a specialiştilor în electronică, combinată cu existenţa unor cursuri de specializare în ultimii ani de studiu din facultate se va înrădăcina în sistemul de învăţămînt din Marea Britanie.

(Din „*The Journal of the British Institute of Radio Engineers*" martie, 1955)

O NOUĂ DEZVOLTARE IN CONSTRUCTIA MAŞINILOR ELECTRICE

621.313.1

In primii ani după război, în construcţia maşinilor electrice ca şi în celelalte ramuri industriale, s-au făcut multe improvizaţii. Paralel cu aceasta însă, în birourile de proiectare şi în laboratoare au început o serie de studii şi cercetări care au condus la evoluţii însemnate în acest domeniu.

Materialele folosite în construcţia maşinilor electrice au fost mult îmbunătăţite în ultimii ani. Ca tablă de dinam se foloseşte tabla laminată la rece sau cea cu direcţii magnetice preferenţiale. Pentru izolare se folosesc din ce în ce mai mult materiale sintetice.

O mărire considerabilă a puterii a fost realizată prin răcirea cu hidrogen şi prin răcirea directă a conductorilor, în special la turbogeneratori. In acest fel s-au construit maşini bipolare cu puteri pînă la 350 MVA. Pentru puteri mai mici pînă la 10 MVA, generatorii şi motoarele se realizează ci, maşini tetrapolare, cu rotori cu poli individuali, în construcţie pieptene.

Sînt enumerate şi descrise apoi o serie de construcţii mai importante printre care: motoare trifazate pentru puteri mari, în construcţie capsulată, cu răcire prin ţevi, motoare cu turaţie foarte înaltă, generatori de tip nou pentru frecvenţe medii (tip Guy), motoare mari cu colector pentru 50 Hz şi maşini de curent continuu de mare putere cu moment mic de giraţie pentru antrenarea laminoarelor.

În încheiere se arată că în domeniul reglajului s-au introdus metode electronice și magnetice, precum și mașini amplificatoare, de exemplu amplidine.

(Din *Electrotechnische Zeitschrift* A, caietul 1, 1 ianuarie 1955, *Walter Putz*)

MOTOARE ASINCRONE MONOFAZATE CU CONDENSATOR DE PORNIRE

621.313.333—57 : 621.319.4

Motorul asincron monofazat ocupă astăzi un loc important în seria motoarelor mici — așa numite fracționarea — datorită robusteții și simplității sale. Avîntul luat de aceste motoare în ultimii 20 ani este legat de progresele realizate în domeniul construcției condensatorilor electrolitici, care permit astăzi obținerea unor capacități foarte mari în volume reduse și cu o mare siguranță de funcționare.

Pentru obținerea unui cuplu de pornire la un motor monofazat este necesar să se creeze un cîmp învîrtitor de pornire cu ajutorul unei înfășurări suplimentare — fază auxiliară — defazat cu 90° față de înfășurarea principală. În cazul examinat, aceasta se obține printr-un condensator în serie cu înfășurarea suplimentară. După pornirea motorului faza auxiliară se scoate din circuit, de obicei cu ajutorul unui întrerupător centrifugal.

Luîndu-se ca bază formula cuplului de pornire, se demonstrează că în cazul motorului cu condensator, acesta depinde de raportul k dintre numărul de spire a celor două înfășurări, pe capacitatea C a condensatorului și de raportul A dintre volumele celor două înfășurări.

După examinarea detaliată a variației cuplului în funcție de acești factori, se trece la studierea amănunțită a caracteristicilor determinante ale condensatorului și anume tensiunea la borne și puterea aparentă absorbită de acesta. Printre alte concluzii, se subliniază că înlocuirea unui condensator cu un altul de capacitate mai mică are ca efect mărirea tensiunii la borne. Puterea aparentă absorbită condiționează volumul condensatorului și deci prețul său.

Deoarece pierderile prin efect Joule nu sînt neglijabile trebuie dată atenție dimensionării, deoarece în cazul unui condensator de putere redusă este necesară limitarea numărului de porniri, altfel condensatorul se distruge după scurt timp.

La alegerea condensatorului se prezintă două cazuri: cel al motoarelor mici la care se caută folosirea unui condensator cu o capacitate cît mai mică și cel al motoarelor mai mari la care costul condensatorilor este relativ mic față de cel al motorului și deci acest considerent nu mai intervine.

În încheiere se arată modul rapid de calcul al fazei auxiliare, dîndu-se și un exemplu numeric.

(Din *Révue Générale de l'électricité* vol. 64, nr. 7 iulie 1955, pag. 323, *M. G. Lacroux*)

NOILE TOLE MAGNETICE CU CRISTALE ORIENTATE

621.3.042.2

Se trec în revistă diferiții factori care intervin în determinarea caracteristicilor magnetice: interacțiuni magnetocristaline corespunzînd cîmpurilor ridicate, interacțiuni magnetoelastice și acțiuni magnetice interne.

După o scurtă expunere asupra evoluției tolelor, de la primele tole de fier moale, la varietatea de tole cu un procent din ce în ce mai ridicat de siliciu, cu avantajele lor. Prin procedeul de laminare la rece și tratament termic în mediu gazos apropiat s-au scăzut pierderile la cifra caracteristică de 0,6 W/kg în cazul în care direcția cîmpului magnetic coincide cu sensul laminării. Un alt avantaj al laminării tolelor constă într-o creștere simțitoare a permeabilității. De aceea întrebuințarea acestor tole în transformatori devine din ce în ce mai generală.

Un cristal posedă o axă de simetrie în direcția căruia magnetizarea este ușoară: întrucît analiza radiocristalografică a tolelor a arătat că în interior cristalele componente se aranjează astfel încît direcția de magnetizare să coincidă cu aceea a laminării, aceste tole s-au numit „cu cristale orientate”

Se reamintesc apoi fenomenele fundamentale ale feromagnetismului și se analizează structura fizică a tolei magnetice, influența siliciului și a impurităților. Schimbările caracteristicilor magnetice ale tolei ca: îmbunătățirea permeabilității, reducerea fenomenului de histerezis, sînt analizate în lumina forțelor care acționează în structura cristalină a tolei ca forțele magnetocristaline.

Urmează o comparație între tolele cu cristale orientate și cele clasice scoțîndu-se în evidență calitățile primelor. Pentru utilizarea industrială a acestora se dau indicații speciale.

Se enumeră domeniile necesare a fi studiate pentru a îmbunătăți, pe viitor, calitatea tolei magnetice.

(Die „*Bulletin de la Société Francaise des Electriciens*, mai 1955. *M. G. H. Perrin*)

UN VITEZOMETRU PENTRU CĂILE DE CIRCULAȚIE DE MARE TRAFIC

621.317.39 : 531.767

Instrumentul măsoară viteza vehiculelor trecînd într-o aceeași direcție, viteza fiind cuprinsă între 15—70 mile/h. El se bazează pe măsurarea timpului de trecere a vehiculului între două semnalizatoare, situate pe șosea, la o distanță cunoscută unul de altul.

Cînd un vehicul trece peste primul semnalizator, un releu electromagnetic dă drumul curentului (de la o baterie de acumulatori) să treacă printr-un instrument care măsoară cantitatea de electricitate, un miliampermetru; trecerea vehiculului peste cel de al doilea semnalizator face (printr-un dispozitiv de comandă) să înceteze curentul. Avînd măsurată cantitatea totală de electricitate trecută prin instrument în acest timp și citind curentul trecut prin mA, se deduce timpul de trecere din formula $t = \frac{Q}{I}$.

Articolul dă indicații tehnico-constructive asupra acestui dispozitiv precum și diferite experimentări făcute cu el.

(*Din Electronic Engineering*, iulie, 1955)

INTEGRAREA IMPULSURILOR DE LUNGĂ DURATĂ CU AJUTORUL UNUI INTEGRATOR CU TUBURI ELECTRONICE

621.317.726. : 517.3

La începutul articolului se fac o serie de considerații teoretice asupra unui circuit integrator de tip R-C și se dau formule pentru calcul. Se dă chiar un exemplu de calcul al unui circuit integrator pentru impulsuri de perioadă 100 s.

Se studiază apoi un circuit integrator compensat (cu reacție). Se dă o schemă perfecționată a unui integrator cu tuburi electronice, de construcție destul de simplă, care funcționează între 50 ms și cîteva minute.

(Din *Slaboproudý Obzor* nr. 6/1954, Loos R.H.)

MĂSURAREA CURENȚILOR DE GRILĂ FOARTE SLABI

621.317.313.021

În acest articol se descrie, succint, metoda clasică de măsurare a curenților de grilă prin determinarea căderii de tensiune pe o mare rezistență. Autorul dă o schemă completă, cu toate datele necesare efectuării măsurătorilor prin această metodă. Totodată studiază și determină sensibilitatea metodei.

Apoi, autorul expune o metodă mai convenabilă de măsurare a curenților foarte mici prin determinarea variației de sarcină a unui condensator. Se studiază influența rezistenței de pierderi a acestuia în măsurătoare.

Autorul dă o nouă variantă pentru măsurarea prin această metodă a curenților foarte slabi.

(Din *Slaboproudý Obzor* nr. 5/1954, Loos R.H.)

NOUA STAȚIE DE ÎNCERCĂRI DE MARE PUTERE

621.317.382 : 621.316.57

Se descrie noua stație de încercări de mare putere, a atelierelor de construcții Oerlikon, montată în apropierea uzinelor Oerlikon, utilizată la încercările și studiul pe care-l

impune construirea materialului electric modern de mare putere și înaltă tensiune.

Echipamentul acestei stații permite, în curent alternativ să se obțină o putere care atinge 3 000 MVA și de tensiuni de 400 kV; în curent continuu, curenți de declanșare de 80 kA sub 600 V și de tensiuni care se ridică la 3 kV. Elementul fundamental al acestui echipament este un grup convertizor al cărui alternator este special construit în vederea încercărilor de scurtcircuit, la o putere de anclanșare de 1 500 MVA sub o tensiune de 14 kV. Această putere de scurtcircuit este atinsă datorită unui impuls de curent de excitație dat de un grup convertizor care are doi generatori de curent continuu montați în serie și producînd fiecare 10 kA sub 800 V.

Autorul expune particularitățile pe care le prezintă acest material, accesoriile sale și aparatajul de comandă și de reglaj corespunzător. Capătul rețelei de 1 500 kV a permis să se racorde acestea la stație și executarea încercărilor de cuplaje la linia lungă în gol.

(Din *Revue Générale de l'Electricité*, tom 64, nr. 4/1955, *Marty G.*)

UN NOU FOTOTRANSISTOR

621.396.611.21

Articolul descrie caracteristicile unui tip de fototransistor (celulă fotoelectrică miniatură cu germaniu) care, față de celulele fotoelectrice clasice are o serie de avantaje, printre care robustețea, durata mare de funcționare, sensibilitatea foarte ridicată, zgomot de fond mic, rezistența internă mare, răspuns bun în infra-roșu, proporționalitate între ilumnare și curent.

Cînd sursa luminoasă este o lampă cu incandescență avînd temperatura de culoare de 2850°K, sensibilitatea globală la flux luminos atinge 32 m A/lumen sau, în unități energetice 670 mA/W.

Condițiile de funcționare: tensiunea de polarizare 4,5 V, rezistența de sarcină 47 kΩ, temperatura mediului 20°C.

(Din „*Le moniteur professionnel de l'éléctricité*" nr. 94, iunie 1955, pag. 11)

MAGNEȚI CERAMICI

621.316.22

Sub denumirea de „magna dur" în S.U.A. este prezentat un nou material magnetic, care nu conține Ni, Co, W etc. El se fabrică după metodele metalurgiei pulberilor dintr-un amestec de oxizi de fier și bariu, se presează și i se dă forma dorită, apoi se coace într-un cuptor la o temperatură foarte înaltă. Se obține o substanță neagră, foarte dură, destul de fragilă, asemănătoare faianței, cu proprietăți magnetice excelente. Acești magneți au o forță coercitivă mare, deci au o mare rezistență la demagnetizare.

(Din *Electrical Engineering*, nr. 10, 1953).

TUBURI ELECTRONICE CU AUTOÎNCĂLZIRE

621.396.645

Tuburile electronice descrise sînt diode și triode care lucrează în circuite de curent alternativ. În aceste condiții electrozii tubului sînt succesiv anod respectiv catod. Prin urmare, apare posibilitatea de a folosi puterea disipată pe anod, pentru încălzirea electrozilor care îndeplinesc succesiv funcția de catod. Această particularitate permite ca tuburile descrise mai sus să fie folosite fără o sursă de curent pentru încălzirea catozilor. Aceste tuburi, necesită totuși în momentul punerii lor în funcțiune o sursă de curent pentru a încălzi catodul. În acest scop se poate folosi, fie o sursă de curent oarecare sau catodul poate fi încălzit prin curenți de înaltă frecvență. În ultimul caz, catodul trebuie să aibă o formă închisă (să fie un circuit închis) care astfel poate fi încălzit mai ușor cu ajutorul cîmpului magnetic de înaltă frecvență. O diodă, care are doi electrozi ce pot fi încălziți, se poate folosi cu succes în calitate de reostat (ca rezistență) în circuite de curent alternativ. Ea prezintă o serie de avantaje printre care citâm: mari limite de variație a rezistenței reostatului la deplasări relativ mici ale electrodului mobil, lipsa unor contacte cu frecare, efort mecanic mic pentru a face să lucreze reostatul și în plus o mare siguranță în funcționare.

Din cauza neliniarității caracteristicii voltamperice a tubului electronic, conectat într-un circuit de curent alternativ în care există un curent de formă sinusoidală, apar armonici ale frecvenței fundamentale. Raportul dintre amplitudinea frecvenței fundamentale și amplitudinile armonicilor impare ia valoarea: 1 :0,111 : 0,026.

(Din *Proc. I.E.E.*, v. 101, nr. 70/1954, *E. S. Hopkins*)

PROIECTAREA ANTENELOR HORN PENTRU MICROUNDE

621.396.677.2

Antenele horn care au fost studiate în lucrare, acoperă regiunea 0,77 cm — 31,5 cm și dau cîștiguri care variază între 13,7 și 24,7 db.

În proiectare, se consideră trei obiective principale:

— o diagramă convenabilă a cîștigului;

— o construcție simplă;

— precizia calibrării.

Din experiențe succesive, au rezultat anumite relații practice între elementele geometrice ale deschiderii antenei horn care sînt date în articol.

Pentru măsurarea cîștigului, se descrie instalația electrică și mecanică precum și prevederile care trebuie luate. Cîștigul se calculează după formula bine cunoscută:

$$G = \frac{4\pi R}{\lambda}\sqrt{\frac{P_R}{P_T}},$$

P_R și P_T fiind puterile recepționate și transmise de antenele hornuri situate la distanța R. Această distanță trebuie sa fie de cîteva ori $\frac{2D^2}{\lambda}$, unde D este dimensiunea cea mai mare a deschiderii.

Se dau curbele de cîștig pentru aceste antene horn în benzile 0,8—10 cm. Cel mai mare factor de undă staționară întîlnit este de 1,25.

Întrucît din cauza puterii necesare unei bune liniarități cele două antene horn nu pot fi îndepărtate prea mult, este necesar a se aduce corecții caracteristicii de cîmp, corecții privitoare la zona apropiată în care se află antenele hornuri, față de regiunea Frauenhofer în care ne interesează caracteristica de cîmp. În acest scop utilizăm curbele de corecție ale lui Braun care sînt date împreună cu exemplificarea întrebuințării lor.

(Din „*Electronics*" iulie, 1955, *William Slayton*).

VIZITA PROF. DR. KOVÁCS KÁROLY PÁL LA CONSILIUL CENTRAL A.S.I.T.

Prof. Dr. Kovács Károly Pál, membru corespondent al Academiei R.P.U. şi preşedinte al Asociaţiei inginerilor şi tehnicienilor electrotehnici din R.P. Ungară a avut de curînd o întîlnire cu membrii Comitetului secţiei electricitate a Consiliului Central A.S.I.T., în cadrul vizitei sale în R.P.R.

In legătură cu cele ce i s-au comunicat despre activitatea secţiei de electricitate a A.S.I.T. şi a Asociaţiei în general, oaspetele a arătat că în R.P.U. există asociaţii ale inginerilor şi tehnicienilor pentru fiecare ramură industrială, toate făcînd parte din Uniunea Societăţilor de Ştiinţe Naturale şi Tehnice.

Aceste asociaţii au strînse legături cu ministerele industriale ale căror conducători recomandă înscrierea în planurile asociaţiilor probleme tehnico-ştiinţifice ale ramurilor respective.

Dintre problemele studiate şi dezbătute de către asociaţia respectivă, în R.P.U., au fost menţionate : electrificarea rurală, electrificarea minieră, folosirea maşinilor cu funcţionare sincronă, rezultatele experienţelor pe modele de reţele, procedee moderne de realizare a instalaţiilor electrice interioare, partea electrică a maşinilor unelte ş.a.

In cazul unor probleme mai largi, cum a fost aplatizarea curbei de sarcină, Asociaţia a realizat numai partea principală, cuprinzătoare a studiului, restul urmînd să fie înfăptuit în întreprinderi, pe situaţii concrete.

Activitatea Asociaţiei se desfăşoară în special prin consfătuiri şi conferinţe, consfătuirile durînd uneori cîteva zile şi avînd adesea loc în mijlocul instalaţiilor în discuţie. La pregătirea lor colaborează, cînd este cazul, şi Academia R.P.U.

Ministerele industriale urmăresc de aproape rezultatele acestor dezbateri, ele fiind de altfel şi obligate să comunice măsurile luate.

In legătură cu cele cîteva probleme relatate, prof. Kovács a spus că lemnul se foloseşte foarte puţin în construirea liniilor electrice şi anume în modele care permit întrebuinţarea unor lungimi de maximum 5 m. Se folosesc mult stîlpii de fier pretensionaţi şi se experimentează acum şi o construcţie posttensionată. Stîlpii de fier sînt de o construcţie foarte uşoară şi în condiţiile din Ungaria concurează ca preţ cu cei de lemn. Se experimentează acum şi stîlpi din ţeavă umplută cu beton. Un alt model de stîlp construit în Ungaria este cel din zăbrele de beton armat pretensionat, cu îmbinări metalice bulonate.

Sincronizarea motoarelor se face, de obicei, numai pentru puteri ale acestora mai mari de 300 kW, folosindu-se schema DAG, cu acţionare manuală, nu automată. Se practică acest lucru acolo unde nu există şocuri în funcţionare şi se iau în seamă numai puteri mari, considerîndu-se altfel neeconomică.

Introducerea motoarelor sincrone este de asemenea avută în vedere şi din acestea uzinele Clement Gottwald (fostele uzine Ganz) fabrică trei serii.

In problema electrificării rurale s-a dat multă atenţie obţinerii unor transformatori de cea mai simplă şi ieftină construcţe. Electrificarea rurală se face din reţelele principale priin reţele de distribuţie de 20 kV. Folosirea de microcentrale nu este o soluţie adoptată.

In R.P.U. se construiesc, curent, linii cu doi conductori : aerieni şi pămînt.

In ceea ce priveşte electrificarea muncilor agricole, se preferă tractorului electric sistemul de tracţiune al maşinilor agricole, cu două cabluri de oţel, de la capătul ogorului.

Pentru deservirea centralelor atomice care se presupun a fi construite în viitor în Ungaria, ca şi pentru folosirea celei mai avansate tehnici, se dă mare importanţă pregătirii de specialişti.

Institutul de perfecţionare profesională al Ministerului Învăţămîntului, în cursurile sale serale, dezvoltă cicluri de pregătire în domeniul atomic ca şi altele. La cursuri ia parte orice inginer sau tehnician care vrea să se ţină la curent cu progresele ştiinţei şi tehnicii iar nivelul acestor cursuri depinde de problema respectivă.

Asociaţiile tehnico-ştiinţifice organizează „zile de club" la care se fac comunicări şi se discută probleme ale dezvoltării şi perfecţionării tehnicii industriale. Mult apreciate sînt schimburile de cunoştinţe şi experienţe între oamenii de specialitate din centre industriale diferite.

O comisie didactică lucrează pe lîngă prezidiul Asociaţiei, avînd ca sarcină analiza planului de învăţămînt în ceea ce priveşte obiectele precum şi cînd şi cît timp se predă fiecare.

In întreprinderi există cursuri pentru ridicarea nivelului teoretic şi practic al tehnicienilor care vor să devină fruntaşi în producţie.

Acţiunea de ridicare a nivelului profesional se duce şi prin revistele „Electrotehnica" şi „Electricitatea", prima avînd un înalt nivel, accesibil numai inginerilor, iar cea de a doua interesînd atît pe ingineri cît şi pe tehnicieni.

In sfîrşit, activitatea merituoasă este stimulată moral şi material ; colaboratorilor revistelor li se acordă o medalie comemorativă şi un premiu.

Convorbirea a contribuit la întărirea şi dezvoltarea relaţiilor de prietenie şi colaborare dintre asociaţiile noastre.

★

COMISIA PERMANENTĂ DE ACUSTICĂ

Pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R., a luat fiinţă în cursul acestui an, Comisia permanentă de acustică. Crearea acestei comisii a izvorît din necesitatea existenţei unui for coordonator a activităţii ştiinţifice în această ramură a fizicii, care în ultimul timp a căpătat o importanţă considerabilă la noi în ţară şi a cuprins numeroase domenii de activitate.

Azi, specialiştii acusticieni sînt chemaţi să rezolve probleme variate începînd de la combaterea zgomotelor industriale, pînă la înregistrarea, redarea şi amplificarea sunetului sau de la fabricarea aparatajului electroacustic, pînă la crearea aparatelor muzicale electronice sau a protezelor auditive. Transmisiile radiofonice şi producţiile de filme sonore cer rezolvarea a numeroase probleme de electroacustică, iar medicina, metalurgia, agrotehnica, chimia apelează din ce în ce mai mult la ultrasunete.

Comisiei de acustică îi revine sarcina de a îndruma şi ajuta pe cei care se preocupă de problemele de electro-acustică, de ultraacustică, de acustică fiziologică sau muzicală, stimulîndu-i totodată pe cercetători pentru a ajunge să realizeze lucrări tot mai valoroase.

Căutînd a sprijini Comisia de acustică în acţiunea de informare ştiinţifică şi de popularizare a realizărilor în domeniile arătate mai sus, Revista Electrotehnica va publica în viitor pe o scară mai mare articole sau note privind electro-acustica sau ultraacustica.

FATEEV A. V.: Principiile teoriei liniare a reglării automate (Osnovi lineinoi teorii avtomaticeskoho regulirovania) 1954, GEI, 290 pag. 621.316.7

Lucrarea este destinată celor ce studiază pentru prima dată teoria reglajului automat, în special pentru studenţii facultăţilor şi institutelor electrotehnice şi energetice. In lucrare sînt expuse principiile teoriei reglajului automat şi dinamica sistemelor liniare. In ultimul capitol sînt expuse procedeele de ameliorare ale calităţilor dinamice ale sistemelor de reglaj şi metodele de calcul.

Unele capitole ale cărţii pot prezenta interes pentru persoanele ce se ocupă cu elaborarea sistemelor de reglaj automat

SLEANDIN V. M.: Elemente de automatica şi telemecanica (Elementi avtomatiki i telemehaniki) 1954, Oboronghiz, 464 pag. 621.398

Se cercetează elementele electrice ale automatizării şi mecanicii, care sînt utilizate în tehnica contemporană. Se prezintă bazele teoretice necesare pentru calculul aparatelor de măsurat a utilajului automatizării precum şi o serie de metode concrete de calcul.

Lucrarea este un manual pentru şcoli tehnice.

POPKOV S. A.: Bazele acţionării electrice de urmărire (Osnovi sledeasceho elektroprivoda) 1955, Oboronghiz, 272 pag. 621.3-83 ;621.316.71

Conţine conştinţe principale asupra acţionării electrice de urmărire. Sînt date descrierile instalaţiilor electrice ale sistemelor acţionării electrice de urmărire şi elementele teo-

Sînt expuse metodele teoretice de analiza şi sinteză a sistemelor de reglaj automat. Lucrarea este însoţită de numeroase exemple concrete iar partea matematică este redusă pe cît se poate la metoda simbolică.

Lucrarea are drept scop să expună cunoştinţele sub o formă cît mai accesibilă necesare inginerilor şi studenţilor.

IOSIFIAN A. G. şi KOGAN B. M.: Bazele acţionării de urmărire (Osnovî slediaşceho privoda) 1954, GEI, 596 pag. 621.316.7

Sînt expuse bazele teoriei şi calculului acţionării de urmărire (servomecanisme) precum şi a elementelor principale ale schemelor acţionărilor de urmărire, transformatoarelor selsine motoarelor executive, dispozitivelor de amplificare, dispozitivelor pentru producerea semnalelor de forţare şi liniştire etc.

Lucrarea este destinată inginerilor care lucrează în domeniul comenzii automate, reglării automate şi acţionărilor electrice.

BLAJKIN A. T.: Comanda automată prin maşini electrice a acţionarilor în întreprinderile metalurgice (Elektromaşinoe avtomaticeskoe upravlenie privodami na metallurghiceskih predpriiatiah, 1954, Metallurghizdat, 296 pag. 621.316.7

Sînt expuse unele principii din teoria sistemelor comenzii automate prin maşini electrice în aplicaţie la acţionările electrice, este dată descrierea maşinilor şi aparatelor electrice pentru acţionările principale ale laminoarelor, excavatoarelor şi la reglarea automată a cuptoarelor cu arc.

Este dat calculul unor acţionări, metoda alegerii elementelor şi unele cunoştinţe asupra punerii la punct a sistemelor de automatizare prin maşini electrice.

Lucrarea este destinată inginerilor şi tehnicienilor din industria metalurgică şi poate fi folosită de către studenţi la studiul acţionărilor electrice. .

GOREAINOV O. A. şi RAINES P. L.: Telecomanda (Teleupravlenie) 1954, GEI, 512 pag. 621.398

Aprobat de Ministerul Invăţămîntului Superior din U.R.SS ca manual auxiliar pentru facultăţile electrotehnice şi energetice.

Sînt expuse bazele teoriei şi construcţiei instalaţiilor de telecomandă de tip industrial.

Cartea este destinată studenţilor care se specializează în automatica şi telemecanica în şcolile superioare energetice şi politehnice. Ea poate fi de asemenea folosită de inginerii şi tehnicienii care lucrează în domeniul telemecanizării sistemelor energetice, a transporturilor electrificate, în gospodăria comunală, minele de cărbuni, uzinele mari, construcţiile de irigaţie şi alte întreprinderi similare.

BULGAKOV N. I.: Grupele de conexiuni ale transformatoarelor (Gruppî soedineniia transformatorov) 1955, GEI, 48 pag. 621.316.262

In broşură sînt expuse grupele de conexiuni ca se obţin în cazul diferitelor scheme ale înfăşurărilor primare şi secundare la transformatoarele trifazate, se examinează posibilităţile de schimbare a grupelor de conexiuni precum şi procedeele de determinare experimentală a grupei de conexiuni. Se expun condiţiile prezentate alegerii transformatorilor pentru funcţionarea în paralel în sistemele complexe.

Broşura este destinată inginerilor şi tehnicienilor din reţelele, centrale şi statii electrice.

RED. TAIT A.A.: Economia de energie electrică în întreprinderile industriale. (Ekonomiia elektroenerghii na promîşlennih predpriatiiah) 1954, Maşghiz, 274 pag. 338. 062.219.3

Culegerea cuprinde articole privind problemele economiei de energie electrică în întreprinderile industriale ; căile de raţionalizare a unor procese tehnologice, metodele îmbunătăţirii utilizării instalaţiilor electrice, ale încercărilor maşinilor electrice, experienţa economiei energiei electrice în întreprinderile industriale.

Culegerea este destinată inginerilor şi tehnicienilor, energeticienilor şi electricienilor din întreprinderile constructoare de maşini şi alte domenii industriale.

RED. MILISTEIN V. N.: Protecţia conductelor metalice subterane şi a cablurilor împotriva coroziunii (Zaşcita podzeomnih metaliiceskih truboprovodov kabelelei ot korozii) 1954, Ed. Komun. Hoz. 88 pag. 620.197 :621.315.2

Prezenta carte constituie o culegere de articole privitoare la protecţia construcţiilor subterane împotriva coroziunii provocate de acţiunea curenţilor vagabonzi. Culegerea este destinată celor ce sînt ocupaţi cu proiectarea, construcţia şi exploatarea conductelor şi cablurilor subterane.

Transformarea impulsurilor electrice (Ghenerirovanie i preobrazovanie elektriceskih impulsov) 1954, Sov. Radio, 526 pag. 621.396.014.33

Sînt sistematizate diferitele montaje electronice cu impulsuri folosite în diverse instalaţii. Sînt studiate instalaţiile care generează şi tot felul de schimbări ale videoimpulsurilor, montajele de formare a impulsurilor, montajele de cifrare şi selecţie a semnalelor de impulsuri, metodele şi montajele de numărare şi memorare a semnalelor de impulsuri.

Lucrarea se adresează inginerilor şi tehnicienilor care lucrează în diversele domenii ale tehnicii impulsurilor precum şi studenţilor de la facultăţile de electronică.

EILENKRIG A. I. şi GLIKMAN S. E.: Instalaţiile modulatoare pentru emiţătoare cu modulaţie de amplitudine (Modulaţionie ustroistva dlea peredatcikov s amplitudinoi moduleaţiei) 1954, Sov. Radio, 240 pag. 621.396.619.

Sînt examinate particularităţile modulatoarelor în special a etajelor finale şi a etajelor de preamplificare. O mare parte este dedicată problemelor legate de realizarea în modulatoare şi preamplificatoare a reacţiei negative adînci.

Lucrarea este destinată unui cerc larg de ingineri şi tehnicieni din radiodifuziune şi radiocomunicaţii precum şi studenţilor din şcolile superioare de specialitate.

KULIKOVSKI A. A.: Noutăţi în tehnica radioreceptiei pentru amatori Ed. 2-a refăcută (Novoe v tehnike liubite skoho radiopriemoa) 1954, GEI, 178 pag. 621.396.72.

Lucrarea constituie o scurtă privire asupra noutăţilor din tehnica recepţiei, care pot fi aplicate de radioamatori în receptoarele de construcţie proprie cu modulaţie de amplitudine şi frecvenţă, în televizoare, amplificatoare de o joasă frecvenţă şi instalaţiile de redare şi înregistrare a sunetului.

Lucrarea este destinată radioamatorilor constructori.

*** : **Aparatajul de radio de dimensiuni mici** (Malogabaritnaia radioapparatura), 1954, „I.L." 732, pag. 621 396. 72.

Cuprinde o serie de articole din revistele vestice cu privire la aparatajul de radio de dimensiuni reduse. Intreg materialul este clasat pe tematici.

Datorită nivelului ei, lucrarea poate fi citită atît de ingineri şi tehnicieni radio, cît şi de marile mase de radio amatori.

NEFEDOV A. : **Aparatul de radio cu pickup de construcţie proprie** (Samodelnaia radiola) 1954, Dosaaf, 64 pag. 621.396.6/7

Broşura cuprinde descrierea unui aparat de radio cu pick-up care poate fi construit de amatori.

Materialul cuprins dă toate datele necesare privind montajul şi execuţia proprizu-zisă a acestui receptor.

In anexă se dă indicaţia pentru execuţia atît a transformatorului de reţea cît şi a bobinei de şoc.

Broşura este destinată radioamatorilor care doresc să-şi însuşească practica construirii superheterodinelor cu tuburi electronice.

ABRAMOV B. : **Tuburi pentru aparate de radio şi televiziune** (Lampî dlea radiovesceatelnih i televizionih prieomnikov) 1954, GEI, 80 pag. 621.396.621 :621.397

Broşura conţine scurte cunoştinţe asupra celor mai răspîndite tipuri de tuburi de recepţie, amplificare, redresare, tuburi catodice, stabilizatoare de tensiune şi curent, diode cu germaniu. Sînt date notaţiile convenţionale şi principalii parametrii ai acestor tuburi, schemele de legătură la soclu, caracteristicile şi gabaritele tuburilor.

Notaţiile convenţionale ale tuburilor sînt date în conformitate cu GOST 5461—50.

BIALIK G. I. : **Tehnica emisiilor în televiziune** (Tehnîka televizionnîh peredaci) 1954, GEI, 96 pag. 621.397.2

Lucrarea este destinată cititorilor care cunosc bazele radiotehnicii şi televiziunii şi doresc să cunoască tehnica emisiunilor în televiziune.

Sînt examinate principiile şi schemele fundamentale folosite în aparatajul de emisie în televiziune

In lucrare, destinată radioamatorilor pregătiţi, sînt expuse bazele fizice şi principiile de funcţionare a triodelor de cristal, indicate domeniile de aplicare şi sînt examinate montaiele cu triode de cristal.

MALOV V. S. şi **MESKOV V. K.** : **Posturile de dispeceri în sistemele energetice** (Dispecerskie punktî energheticeskih sistem) 1955, GEI, 272 pag. 621.395.7

Se examinează probleme de organizare a comenzii prin dispeceri în sistemele energetice.

Se dau caracteristicile echipamentului telecomunicaţiilor şi telemecanizării de dispecerizare. Sînt descrise construcţiile pupitrelor şi tablourilor de dispeceri precum şi al utilajului auxiliar din posturile de dispecer.

Lucrarea este destinată inginerilor şi tehnicienilor care lucrează la exploatarea şi proiectarea echipamentului posturilor de dispeceri, precum şi studenţilor facultăţilor electroenergetice.

VISNEVSKI A. : **Receptorul de radio al tînărului turist** (Radio-prieomnik iunoho turista) 1954, ed. Dosaaf, 48 pag. 621.396.73

Broşura cuprinde descrierea unui receptor portativ, dîndu-se toate datele necesare pentru construcţia lui cu mijloace proprii. Se dă, de asemenea, acordarea receptorului şi recomandări privind utilizarea în diferite condiţii.

Lucrarea se adresează radioamatorilor.

ARSINOV S. S. : **Calculul oscilatoarelor cu tuburi** (Oscilatoarele cu excitaţie independentă de putere mică şi medie). (Rasceot malovîh gheneratorov. Gheneratorî nezavisimoho vozbujdeniia maloi i srednei mocinosti) 1955, GEI, 360 pag. 621.396.6

Se dau principiile calculului regimurilor şi pieselor oscilatoarelor cu tuburi electronice cu excitaţie independentă de putere mică şi medie. Atenţia cea mai mare s-a acordat obţinerii relaţiilor energetice optime, măririi preciziei calculului precum şi tratării unor probleme ce nu intră în programul manualelor privitoare la instalaţiile de radioemisie. Expunerea se exemplifică prin exemple de calcul.

Lucrarea este destinată ingiherilor, tehnicienilor şi studenţilor care se specializează în domeniul instalaţiilor de radioemisie.

VOLIN M. L. : **Amplificatoare de medie frecvenţă** (Usiliteli promejutocinoi ceastotî; Ed. 2-a) 1955, GEI, 176 pag. 621.396.645.32

Este expusă teoria şi metodele simplificate de calcul al amplificatoarelor de medie frecvenţă din receptoarele radio. sînt examinate problemele de ecranare, de cuplare a circuitelor şi înăbuşirea reacţiilor parazitare din amplificatoare.

Sînt examinate distorsiunile la amplificarea diferitelor feluri de semnale şi se motivează alegerea principalilor parametri ai amplificatoarelor.

Lucrarea este destinată specialiştilor în radio care se ocupă cu construcţia, fabricarea şi reglarea receptoarelor radio pentru toate benzile. Lucrarea poate fi folosită ca manual auxiliar de către studenţii şcolilor superioare şi medii, tehnice, la cursul instalaţiei de recepţie şi la executarea proiectelor, de an, de diplomă.

TIULPANOV A. A. : **Tehnologia fabricării lamelor de cuarţ** (Tehnologhiia proizvodstva kvarţevîh plastin) 1955, GEI 194 pag. 621.396 :666.19

Se examinează tehnologia de fabricare a lamelor de cuarţ folosite în aparatajul radio. Partea introductivă a cărţii conţine cunoştinţe generale necesare asupra cristalografiei, structurii, morfologiei şi proprietăţilor fizice ale cuarţului. Partea centrală a cărţii o constituie descrierea metodelor moderne de prelucrare a cuarţului. Separat se expun problemele cele mai actuale ale producţiei de cuarţ.

Lucrarea este destinată inginerilor şi tehnicienilor din fabricile de cuarţ precum şi corpului didactic şi studenţilor de la facultăţile radiotehnice. Datorită expunerii la nivel elementar al unei serii de probleme, cartea poate fi folosită pentru pregătirea lucrătorilor calificaţi de specialitate corespunzătoare.

SAAKOV E. O. : **Teoria şi calculul sistemelor *RC* selective** (Teoria rasceot izbiratelnîh RC-sistem) 1954, GEI 238 pag. 538,565

Sînt expuse elementele sistemelor *RC*. Se dă clasificarea *RC* oscilatoarelor şi amplificatoarelor selective şi se expun problemele principale referitoare la calculul şi proiectarea lor.

Lucrarea este destinată inginerilor şi lucrătorilor ştiinţifici ocupaţi în domeniul fabricării sistemelor cu tuburi de înaltă selectivitate pe rezistenţe şi capacităţi şi celor care le utilizează pentru diferite scopuri ştiinţifice şi tehnice.

REVISTA „ELECTROTEHNICA", organ al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. şi al Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice * Redacţia: Bucureşti, str. Ioan Ghica nr. 3. Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon: 3.57.28 şi 3.07.30 *Administraţia şi casieria: Calea Victoriei nr. 118, Raionul I. V Stalin* Revista este editată de „EDITURA ENERGETICĂ DE STAT", B-dul General Magheru nr. 33, Telefon 5.44.70/155 * Abonamentele se primesc la toate oficiile poştale de la oraşe şi sate, prin factorii poştali, la secţiile raionale de Difuzare a Presei şi la *şediul Redacţiei din str. Ioan Ghica nr. 3* * Tarif pentru întreprinderi: lei 96 anual; Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual; Preţul unui exemplar: lei 5.

E 2040

R

REFERALVA

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Institut. de Cercetări ... BUCUREŞTI
OBMEN - CŞERE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - CMEHA

11

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

1955

SUMAR

Pag.

M. Minjineanu: Invariantul propagării energiei electromagnetice pe circuite metalice . 469

H. Aslan şi *A. Berberianu:* Consideraţii teoretice şi practice în construcţia unui generator rotativ de frecvenţă ridicată 473

Gh. Turbuţiu: Calculul unor parametri de bază din tracţiunea electrică, în funcţie de timp prin metode grafice 478

V. Crăciunoiu: Reglarea automată discontinuă a temperaturii, în cuptoare electrice, cu rezistenţă ohmică 483

A. Roth şi *A. Berman:* Proiectarea instalaţiilor cu lămpi pentru radiaţii infraroşii . . 490

M. Bubulac: Câteva aspecte actuale ale televiziunii 499

Th. Schneier: Realizarea benzii de magnetofon 509

DISCUŢII

S. Mahalnischi: Observaţii privind proiectul de terminologie în electrotehnica teoretică . 512

NOTE

T. T.: Transferul energiei electromagnetice . 518

RĂSFOIND PRESA TEHNICĂ 519

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

М. Мынжинеану: Инвариант распространения электромагнитной энергии в металлических цепях 469

Х. Аслан и *А. Бербериану:* Теоретические и практические соображения относительно конструкции ротативного генератора повышенной частоты 473

Г. Турбуциу: Расчет графическими методами основных электротяговых параметров в зависимости от времени 478

В. Крэчуною: Автоматическое прерывистое регулирование температуры в электропечах сопротивления 483

А. Ротх и *А. Берман:* Проектирование установок с инфракрасными лампами 490

М. Бубулэк: Некоторые актуальные вопросы телевидения 499

Т. Шнэйер: Производство магнитной пленки 509

ДИСКУССИИ

С. Махалниски: Замечания относительно проекта терминологии теоретической электротехники 512

ЗАМЕТКИ

Т. Т.: Передача электромагнитной энергии . 518

ПО СТРАНИЦАМ ТЕХНИЧЕСКИХ ЖУРНАЛОВ 519

SOMMAIRE

Page

M. Minjineanu: L'invariant de la propagation de l'énergie électromagnétique dans les circuits métalliques 469

H. Aslan et *A. Berberianu:* Considérations théoretiques et pratiques dans la construction d'une génératrice de fréquence elevée . 473

Gh. Turbuţiu: Le calcul graphique des paramètres de base en fonction du temps dans la traction électrique 478

V. Crăciunoiu: Le réglage automatique discontinu de la température dans les fours électriques a resistance 483

A. Roth et *A. Berman:* Le calcul des installations avec lampes pour radiations infrarouges 490

M. Bubulac: Quelques aspects actuels de la télévision 499

Th. Schneier: La réalisation de la bande de magnétophone 509

DISCUTIONS

S. Mahalnischi: Observations concernant le projet de terminologie de l'électrotechnique théorique 512

NOTES

T. T.: Le transfert de l'énergie électromagnétique 518

FEUILETTANT LA PRESSE TÉCHNIQUE 519

INHALT

Seite

M. Minjineanu: Der Fortpflanzung invariant der elektromagnetischen Energie in metallischen Stromkreisen 469

H. Aslan und *A. Berberianu:* Theoretische und praktische Betrachtungen beim Bau von Generatoren mit erhöhter Frequenz . . . 473

Gh. Ţurbuţiu: Berechnung der Hauptgrössen der elektrischen Zugförderung in Funktion der Zeit, durch graphische Methoden . . . 478

V. Crăciunoiu: Unstetige automatische Temperaturregelung bei elektrischen Widerstandsöfen 483

A. Roth und *A. Berman:* Entwerfen von Installationen mit Infrarothstrahlungslampen 490

M. Bubulac: Manche neue Entwicklungen in der Fernbildübertragung 499

Th. Schneier: Die Herstellung des Magnetophonbandes 509

DISKUSSIONEN

S. Mahalnischi: Bemerkungen zum Entwurf für die Terminologie der theoretischen Elektrotechnik 512

BEITRÄGE

T. T.: Die übertragung der elektromagnetischen Energie 518

ZEITSCHRIFTENÜBERSICHT 519

ANUL III 1955 **ELECTROTEHNICA** Nr. 11 NOEMBR.

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Invariantul propagării energiei electromagnetice pe circuite metalice

Prof. ing. M. MÎNJINEANU

621.372.21

Se studiază propagarea tensiunii și curentului electric pe un circuit metalic. Se arată că în timpul propagării există o anumită funcție de tensiune și curent care rămîne constantă.

In acest articol se va studia propagarea tensiunii și curentului electric pe un circuit metalic adică într-un spațiu liniar cu o singură dimensiune. Scopul acestui studiu este de a arăta că în timpul propagării există un invariant adică o anumită funcție de tensiune și curent care rămîne constantă, invarabilă.

Se știe că studiul propagării se poate face prin mai multe metode. El pornește de la caracteristicile primare ale circuitului: R rezistența, L inductanța, C capacitatea, G perditanța, kilometrice și cu ajutorul ecuațiilor de derivate parțiale ale propagării, denumite și „ecuația telegrafiștilor"; prin rezolvarea acestora, se determină în orice punct la distanța x de pe circuit, tensiunea u și curentul i.

In cazul cînd u și i sînt funcții oarecare de spațiul x și timpul t, rezolvarea acestor ecuații este foarte dificilă iar în cazul cînd ele sînt sinusoidale în t, rezolvarea este mai ușoară.

In cazul general ecuațiile propagării sînt:

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = Ri + L\frac{\partial i}{\partial t}$$
$$-\frac{\partial i}{\partial x} = Gu + C\frac{\partial u}{\partial t} \qquad (1)$$

în cazul sinusoidal avem:

$$u = Ue^{j\omega t}; \qquad i = Ie^{j\omega t}$$

iar ecuațiile devin:

$$-\frac{dU}{dx} = (R + jL\omega)I \qquad -\frac{dI}{dx} = (G + jC\omega)U$$

sau

$$\frac{d^2U}{dx^2} = \gamma^2 U \qquad (2)$$

cu $\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} = \alpha + j\beta$

γ fiind caracteristica de propagare, α-atenuarea, și β-caracteristica de fază sau de lungime de undă. Soluția finală a ecuației (2), care este de aceeași formă cu ecuația coardelor vibrante, este:

$$U = U_1 \operatorname{ch}\gamma x - ZI_1 \operatorname{sh}\gamma x$$
$$I = I_1 \operatorname{ch}\gamma x - \frac{U_1}{Z}\operatorname{sh}\gamma x \qquad (3)$$

în care U_1 și I_1 sînt valorile lui U și I la origina l a circuitului ($x = 0$) iar $Z = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}}$ impedanța caracteristică a circuitului.

In cazul cînd $x = l$ lungimea curcuitului, adică ne aflăm la capătul 2 al circuitului avem:

$$U_2 = U_1 \operatorname{ch}\gamma l - ZI_1 \operatorname{sh}\gamma l$$
$$I_2 = I_1 \operatorname{ch}\gamma l - \frac{U_1}{Z}\operatorname{sh}\gamma l \qquad (4)$$

Din acestea putem scoate:

$$U_1 = U_2 \operatorname{ch}\gamma l + ZI_2 \operatorname{sh}\gamma l$$
$$I_1 = I_2 \operatorname{ch}\gamma l + \frac{U_2}{Z}\operatorname{sh}\gamma l. \qquad (5)$$

Există și alte metode pentru găsirea soluției ultime a ecuațiilor propagării printre care cea mai importantă este metoda următoare:

1. Metoda cuadripolului pasiv

Circuitul avînd două borne de intrare și două de ieșire este un cuadripol (fig. 1).

Acest cuadripol pentru un circuit simplu, fără elemente distorsive ca bobine sau transformatori cu fier, amplificatori cu tuburi electronice etc. este liniar, caracterizat prin ecuațiile:

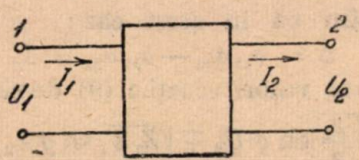


Fig. 1

$$U_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$
$$-U_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \qquad (6)$$

cu $\left|\frac{Z_{11}, Z_{12}}{Z_{21}, Z_{22}}\right|$ parametrii cuadripolului.

In acest caz știm că există două impedanțe Z_1 și Z_2 denumite impedanțe imagine care termină cuadripolul; adică, dacă Z_2 este în (2) impedanța în (1) este Z_1, iar dacă Z_1 se află în (1), atunci impedanța în (2) este Z_2.

Aceste impedanțe, împreună cu caracteristica de propagare sau de transfer g a cuadripolului sînt determinate de relațiile:

$$\frac{Z_1}{Z_{11}} = \frac{Z_2}{Z_{22}} = \sqrt{1 - \frac{Z_{12}^2}{Z_{11} Z_{22}}} = \text{th}\, g. \qquad (7)$$

Vedem că în general $Z_1 \neq Z_2$ deoarece $Z_{11} \neq Z_{22}$; dacă însă $Z_{11} = Z_{22}$ atunci și $Z_1 = Z_2 = Z$ impedanța caracteristică. Cazul $Z_1 \neq Z_2$ corespunde unui cuadripol nesimetric cu $Z_{11} \neq Z_{22}$ iar la circuite, cu liniile neomogene.

Deducem din formulele (7):

$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_1 \coth g \\ Z_{22} &= Z_2 \coth g \\ Z_{12} &= Z_{21} = \pm \frac{\sqrt{Z_1 Z_2}}{\text{sh}\, g}. \end{aligned} \qquad (8)$$

Din ecuațiile (6) rezolvîndu-le în U_1 și I_1 deducem:

$$\begin{aligned} U_1 &= a_{11} U_2 + a_{12} I_2 \\ I_1 &= a_{21} U_2 + a_{22} I_2 \end{aligned}$$

avînd:

$$a_{11} = -\frac{Z_{12}}{Z_{22}} \qquad a_{12} = Z_{21} - \frac{Z_{11} Z_{22}}{Z_{12}}$$

$$a_{21} = -\frac{1}{Z_{12}} \qquad a_{22} = -\frac{Z_{22}}{Z_{12}}.$$

Avem determinantul coeficienților:

$$\Delta = a_{11} a_{22} - a_{12} \cdot a_{21} = \frac{Z_{21}}{Z_{12}}.$$

Dacă $Z_{12} = Z_{21}$, ceea ce este cazul circuitelor fără amplificatori, avem $\Delta = 1$.

Spunem că în acest caz cuadripolul este pasiv.

In cazul cînd $Z_{12} \neq Z_{21}$ cuadripolul este activ, caracterizat prin relația $\Delta \neq 1$.

Inlocuind valorile din (8) găsim pentru (9):

$$\begin{aligned} a_{11} &= \mp \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}\, \text{ch}\, g \qquad a_{12} = \mp \sqrt{Z_1 Z_2}\, \text{sh}\, g \\ a_{21} &= \mp \frac{\text{sh}\, g}{\sqrt{Z_1 Z_2}} \qquad a_{22} = \mp \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}\, \text{ch}\, g. \end{aligned} \qquad (11)$$

Observăm că în acest caz:

$$\Delta = a_{11} a_{22} - a_{12} a_{21} = 1.$$

Cu aceste valori ecuațiie (9) devin:

$$\begin{aligned} U_1 &= \mp \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}\, \text{ch}\, g\, U_2 \mp \sqrt{Z_1 Z_2}\, \text{sh}\, g\, I_2 \\ I_1 &= \mp \frac{\text{sh}\, g}{\sqrt{Z_1 Z_2}}\, U_2 \mp \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}\, \text{ch}\, g\, I_2 \end{aligned} \qquad (12)$$

Acestea sînt ecuațiile cuadripolilor disimetrici ($Z_{11} \neq Z_{22}$) și pasivi ($Z_{12} = Z_{21}$) iar dacă punem: $g = \gamma l$, γ fiind caracteristica de propagare și l lungimea unei linii, ele devin ecuațiile de propagare ale liniilor neomogene.

Dacă $Z_{11} = Z_{22}$ linia este omogenă și în consecință $Z_1 = Z_2 = Z$ iar ecuațiile (12) devin:

$$\begin{aligned} U_1 &= \mp U_2\, \text{ch}\, \gamma l \mp Z I_2\, \text{ch}\, \gamma l \\ I_1 &= \mp I_2\, \text{ch}\, \gamma l \mp \frac{U_2}{Z}\, \text{sh}\, \gamma l \end{aligned} \qquad (13)$$

adică ecuațiile (5) găsite anterior prin altă metodă.

2. Undele electromotoare

Ecuațiile (12) se pot scrie sub forma:

$$\begin{aligned} \frac{U_1}{\sqrt{Z_1}} - \sqrt{Z_1} I_1 &= \left(\frac{U_2}{\sqrt{Z_2}} - \sqrt{Z_2} I_2\right) e^{-g} \\ \frac{U_2}{\sqrt{Z_1}} + \sqrt{Z_1} I_1 &= \left(\frac{U_2}{\sqrt{Z_2}} + \sqrt{Z_2} I_2\right) e^{g}. \end{aligned} \qquad (14)$$

Expresiile $\frac{U}{\sqrt{Z}} - \sqrt{Z} I$ și $\frac{U}{\sqrt{Z}} + \sqrt{Z} I$ numesc undele electromotoare, prima progresivă și a doua regresivă.

3. Invariantul propagării

Inmulțind relațiile (14) între ele obținem:

$$\frac{U_1^2}{Z_1} - Z_1 I_1^2 = \frac{U_2^2}{Z_2} - Z_2 I_2^2. \qquad (1)$$

Relația $M = \frac{U^2}{Z} - Z I^2$ (16)

este după relațiile (15) un invariant al propagării fiind aceeași la cele două capete ale cuadripolului sau ale liniei și nu depinde de caracteristica g de transfer adică de fenomenul de propagare între cele două capete.

In cazul liniilor omogene din ecuațiile (3) deducem:

$$\begin{aligned} U - Z I &= (U_1 - Z I_1)\, e^{-\gamma z} \\ U + Z I &= (U_1 + Z I_1)\, e^{\gamma z} \end{aligned} \qquad (17)$$

de unde prin înmulțire deducem:

$$U^2 - Z^2 I^2 = U_1^2 - Z^2 I_1^2$$

sau împărțind prin Z:

$$\frac{U^2}{Z} - Z I^2 = \frac{U_1^2}{Z} - Z I_1^2.$$

Pentru capătul (2) membrul I devine $\frac{U_2^2}{Z} - Z I_2^2$ iar formula generală este:

$$M = \frac{U_2}{Z} - Z I^2 = \frac{U_1^2}{Z} - Z I_1^2 = \frac{U_2^2}{Z} - Z I_2^2 \qquad (18)$$

adică invariantul M este același pe linie și la cele două capete și nu depinde de caracteristica de propagare g.

Deci în cazul liniilor neomogene M este un invariant particular aplicabil la capetele liniei, pe cînd la liniile omogene M este un invariant general același oriunde în timpul propagării.

Există un invariant general și pentru liniile neomogene? Este o chestiune de studiat.

3.1. *Cazurile* $M = 0$. *Adaptare.* Aceste cazuri sînt cele mai frecvente, din care cauză invariantul M nu putea fi găsit ușor.

Dacă terminăm linia cu impedanța Z_2' avem $U_2 = Z_2' I_2$ iar impedanța în (1) este Z_1' și avem : $U_1 = Z_1' I_1$, iar relațiile (18) devin :

$$M = Z I_1^2 \left(\frac{Z_1^2}{Z^2} - 1\right) = Z I_2^2 \left(\frac{Z_2'^2}{Z^2} - 1\right). \quad (19)$$

In cazul cînd $Z_2' = Z$ adică avem adaptare la capătul (2) atunci $M = 0$ și $Z_1' = Z$ adică avem adaptare și la capătul (1).

Dacă avem $Z_2' = Z_1' = Z'$ atunci :

$$M = Z I_1^2 \left(\frac{Z'^2}{Z^2} - 1\right) = Z I_2^2 \left(\frac{Z'^2}{Z^2} - 1\right)$$

și rămîne simplificînd $I_1 = I_2$ ceea ce este imposibil deoarece ar însemna că, cuadripolii nu există. Rezultă deci că :

$$\frac{Z'^2}{Z^2} - 1 = 0 \quad \text{sau} \quad Z' = Z \quad \text{iar} \quad M = 0.$$

La fel în cazul cuadripolului disimetric avem :

$$M = Z_1 I_1^2 \left(\frac{Z_1'^2}{Z_1^2} - 1\right) = Z_2 I_2^2 \left(\frac{Z_2'^2}{Z_2^2} - 1\right). \quad (20)$$

In cazul cînd avem adaptare în (2), adică $Z_2' = Z_2$, avem adaptare și în (1) adică $Z_1' = Z_1$ iar $M = 0$.

Deci în cazul liniilor bine adaptate fie pe impedanța caracteristică, fie pe impedanțele imagine, avem $M = 0$.

3.2. *Interpretarea invariantului M.* Vom lua numai cazul liniilor omogene și vom explicita expresia lui M adică :

$$M = \frac{U^2}{Z} - Z I^2 = \frac{1}{Z}(U^2 - Z^2 I^2).$$

Avem :

$$Z = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}}$$

și deci înlocuind găsim :

$$M = \frac{1}{Z}\left(U^2 - \frac{R + jL\omega}{G + jC\omega} I^2\right) = \frac{GU^2 - RI^2 + j\omega(CU^2 - LI^2)}{Z(G + jC\omega)}$$

avem însă :

$$Z(G + jC\omega) = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} = \gamma$$

caracteristica de transfer a liniei.

Deci :

$$M = \frac{1}{\gamma}[(GU^2 - RI^2) + j\omega(CU^2 - LI^2)] =$$

$$= \frac{2}{\gamma}[(P_{jd} - P_{jm}) + j\omega(W_e - W_m)] \quad (21)$$

avînd :

$P_{jd} = \frac{1}{2} GU^2$ — puterea Joule pierdută în dielectric ;

$P_{jm} = \frac{1}{2} RI^2$ — puterea Joule pierdută în metal ;

$W_e = \frac{1}{2} CU^2$ — energia electrică :

$W_m = \frac{1}{2} LI^2$ — energia magnetică :

toate aceste cantități referindu-se la 1 km de circuit.

In cazul cînd $P_{jd} = P_{jm}$ și $W_e = W_m$, avem $M = 0$, ceea ce traduce în mod energetic fenomenul adaptării.

In general M este o cantitate complexă.

Vom trece în revistă diverse cazuri practice pentru a determina valorile lui M în fiecare caz.

3.3. *Cazul liniilor infinit de lungi.* Din relațiile (3) considerînd x foarte mare, deducem :

$$\frac{U}{I} = Z \text{ și deci } M = 0.$$

3.4. *Cazul liniilor încărcate ideal.* Condiția de încărcare ideală sau de nedistorsiune este : $LG = RC$, ce se obține scriind că :

$$Z = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}}$$

este independent de ω.

Avem deci :

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{R}{G}}$$

și deci $RC = LG$. Rezultă că :

$$Z = \frac{U}{I} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{R}{G}}$$

și deci :

$$GU^2 = RI^2 \text{ și } CU^2 = LI^2$$

de unde : $M = 0$.

Se știe că încărcarea reală diferă de aceea ideală și este numai o fracțiune a acesteia, de aceea pentru liniile încărcate real avem :

$$M \neq 0.$$

3.5. *Cazul cablelor.* In acest caz avem $G = 0$ și $L = 0$ ca fiind foarte mici față de R și C.

Deci avem :

$$M = \frac{1}{\sqrt{jRC\omega}}(j\omega CU^2 - RI^2) =$$

$$= \frac{2}{\sqrt{RC\omega}}(1 - j)(j\omega CU^2 - RI^2) =$$

$$= \sqrt{\frac{2}{RC\omega}}[CU^2\omega - RI^2 + j(CU^2\omega + RI^2)] \quad (22)$$

Dacă $CU^2\omega = RI^2$ adică puterea electrică este egală cu puterea Joule pierdută în metal avem :

$$M = \sqrt{\frac{2}{RC\omega}}\, j\, 2\, CU^2\omega = j\, 2\sqrt{2}\sqrt{\frac{C\omega}{R}}\, U^2$$

pur imaginar.

3.6. *Cazul antenelor.* In acest caz avem $G = 0$ şi $R = 0$ antenele fiind bine izolate şi scurte. Deci avem :

$$M = \frac{j\omega (CU^2 - LI^2)}{\sqrt{-LC\omega^2}} = \sqrt{\frac{C}{L}}\, U^2 - \sqrt{\frac{L}{C}}\, I^2$$

pur real. Sau încă :

$$M = U^2 \sqrt{\frac{C}{L}} \left(1 - \frac{L}{C} \frac{1}{Z^2} \right) \qquad (23)$$

cu Z terminaţia antenei, o rezistenţă pură.

Dacă $Z > \sqrt{\frac{L}{C}}$ atunci $M > 0$ şi $Z < \sqrt{\frac{L}{C}}$ atunci $M < 0$.

Cu $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$ avem adaptare iar $M = 0$.

4. Caracteristica de transfer

Din relaţiile (14) prin împărţire deducem :

$$e^{2g} = \frac{U_1 + Z_1 I_1}{U_1 - Z_1 I_1} : \frac{U_2 + Z_2 I_2}{U_2 - Z_2 I_2} \qquad (24)$$

Terminînd cuadripolul sau linia cu impedanţele Z_1' şi Z_2' diferite de impedanţele imagine deducem :

$$e^{2g} = \frac{Z_1' + Z_1}{Z_1' - Z_1} : \frac{Z_2' + Z_2}{Z_2' - Z_2}. \qquad (25)$$

Caracteristica de transfer prin reflexie g_r între impedanţele Z şi Z' este definită prin relaţia :

$$e^{g_r} = \frac{Z' + Z}{Z' - Z}$$

deci relaţia (25) se scrie :

$$e^{2g} = e^{g_{r_1}} : e^{g_{r_2}} = e^{g_{r_1} - g_{r_2}}$$

sau

$$g = \frac{g_{r_1} - g_{r_2}}{2}. \qquad (26)$$

Deci caracteristica de propagare depinde numai de caracteristicile de reflexie la capete.

5. Cuadripol activ

In cazul unui cuadripol activ relaţiile (14) devin :

$$\begin{aligned} \frac{U_1}{\sqrt{Z_1}} - \sqrt{Z_1} I_1 &= \left(\frac{U_2}{\sqrt{Z_2}} - \sqrt{Z_2} I_2 \right) e^{-g_1} \\ \frac{U_1}{\sqrt{Z_1}} + \sqrt{Z_1} I_1 &= \left(\frac{U_2}{\sqrt{Z_2}} + \sqrt{Z_2} I_2 \right) e^{g_2} \end{aligned} \qquad (27)$$

g_1 şi g_2 sînt caracteristicile de transfer pentru unda progresivă şi regresivă adică pentru cele două sensuri.

In acest caz avem înmulţind şi împărţind relaţiile (27) :

$$\frac{U_1^2}{Z_1} - Z_1 I_1^2 = \left(\frac{U_2^2}{Z_2} - Z_2 I_2^2 \right) e^{g_2 - g_1} \qquad (28)$$

şi

$$\frac{U_1 + Z_1 I_1}{U_1 - Z_1 I_1} = \frac{U_2 + Z_2 I_2}{U_2 - Z_2 I_2} e^{g_2 + g_1}. \qquad (29)$$

5.1. *Invariantul propagării.* Relaţia (28) se scrie :

$$\left(\frac{U_1^2}{Z_1} - Z_1 I_1^2 \right) e^{g_1} = \left(\frac{U_2^2}{Z_2} - Z_2 I_2^2 \right) e^{g_2}$$

deci invariantul este de data aceasta :

$$M' = \left(\frac{U^2}{Z} - ZI^2 \right) e^{g} = M e^{g} \qquad (30)$$

el depinde în plus de caracteristica de transfer sau de propagare g corespunzătoare sensului.

5.2. *Caracteristicile de transfer.* Relaţia (29) se scrie :

$$g_1 + g_2 = g_{r_1} + g_{r_2} \qquad (31)$$

In cazul cînd cînd $g_1 = g_2 = g$ cuadripolul este pasiv şi se revine la formulele anterioare.

6. Consecinţe geometrice

Am avut : $M = \frac{U^2}{Z} - Z I^2$

sau

$$\frac{U^2}{ZM} - \frac{Z}{M} I^2 = 1 \quad \text{sau} \quad \frac{U^2}{a^2} - \frac{I^2}{b^2} = 1.$$

In planul imaginar U, I această ecuaţie reprezintă o hiperbolă de axe a şi b cu

$$a = \sqrt{ZM} \text{ şi } b = \sqrt{\frac{M}{Z}}.$$

Avem relaţiile :

$$ab = M \quad \text{şi} \quad \frac{a}{b} = Z.$$

Invariantul M exprimă că dreptunghiul axelor este de suprafaţă constantă.

7. Concluzii

Invariantul propagării energiei electromagnetice exprimă dacă circuitul corespunzător

funcţionează în bune condiţii sau nu. Este cazul $M = 0$ sau $M \neq 0$.

Numai circuitele sau liniile infinit de lungi, liniile încărcate ideal, liniile adaptate, dau $M = 0$, adică funcţionează corect. Celelalte cazuri trebuie aduse cît mai aproape de situaţia acestora.

Bibliografie:

[1] *Baev N. A.* şi *Dobrovolski G. V.:* Comunicaţii la mare distanţă, 1945.
[2] *Baev N. A.* şi *Egorov K. P.:* Comunicaţii la mare distanţă, 1948.
[3] *Aguillon:* Annales de Postes, Telegraphes et Téléphones, dec. 1938, martie 1939.
[4] *Mînjineanu M.:* Circuite electromagnetice şi tuburi electronice, Edit. Inst. de Căi Ferate.

★

ИНВАРИАНТ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ЭНЕРГИИ В МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ЦЕЛЯХ

Резюме

Исследуется распространение напряжения и тока в металлической цепи. Указывается что во время распространения существует некоторая зависимость ток-напряжение остающаяся постоянной.

Consideraţii teoretice şi practice în construcţia unui generator rotativ de frecvenţă ridicată

Ing. H. ASLAN şi *ing. AL. BERBERIANU*
laureaţi ai Premiului de Stat

621.313.322.029.45

Se fac o serie de consideraţii constructive şi tehnologice privind generatorul de frecvenţă ridicată fabricat în ţară, pentru instalaţiile de călire superficia'ă prin curenţi de înaltă frecvenţă.

Apariţia generatorilor rotativi de frecvenţă ridicată şi înaltă, datează din 1910 [1]. Un progres în construcţia acestor generatori se face în 1925, cînd Qui [2] inventează maşina sa. In U. R. S. S., s-a dezvoltat foarte mult acest tip de maşină, iar în momentul de faţă fabricile sovietice construiesc o serie întreagă de maşini de diferite puteri şi frecvenţe [3]. Fabrica Clement Gottwald din Bucureşti a executat a recent prototipul unei maşini de 100 kVA — 8 000 Hz după modelul sovietic. Rezultatele bune din exploatare ale acestui prototip au făcut ca în momentul de faţă fabrica Clement Gottwald să treacă la execuţia în serie a acestor tipuri de generatori necesari în instalaţiile de călire superficială prin curenţi de înaltă frecvenţă.

Descrierea maşinii. In fig. 1 s-a reprezentat o porţiune din secţiunea transversală printr-o asemenea maşină. Maşina are pe stator ambele bobinaje : indus şi inductor. Statorul este prevăzut cu trei feluri de crestături. In cele mai mari, în număr egal cu numărul de poli (C, D şi E din fig. 1) este aşezat bobinajul inductor. In cele medii (A şi B din fig. 1) se află bobinajul indus. Cele mai mici, în număr mult mai mare, nu sînt bobinate. Rotorul nu este bobinat, dar este prevăzut cu crestături de dimensiuni apropiate de cele mici ale statorului. In timp ce crestăturile rotorului sînt egal repartizate pe periferia rotorului, crestăturile mici ale statorului sînt împărţite de crestăturile medii şi mari, într-un număr de grupe egal cu dublul numărului polilor. Fiecare din aceste grupe cuprinde, în general, acelaşi număr de dinţi. O jumătate dintre ele, de exemplu cele pereche, dacă ar fi numerotate, sînt decalate faţă de celelalte cu 1/2 pas de dinte mic. In acest fel, cînd în unele porţiuni ale întrefierului (AD şi BE, fig. 1) dinţii statorului şi rotorului corespund, dînd o reluctanţă mică (fig. 4), în celelalte porţiuni (CA şi DB, fig. 1), dinţii statorului sînt decalaţi la maximum faţă de dinţii rotorului (fig. 5) dînd o reluctanţă mai mare. După o rotire a rotorului egală cu 1/2 pas de dinte, rolul porţiunilor considerate se inversează, reluctanţa mare fiind acum în dreptul porţiunilor AD şi BE, iar reluctanţa mică în dreptul porţiunilor CA şi DB.

Prin aceste schimbări ale reluctanţei, deşi fluxul polilor rămîne practic constant, se modifică drumul parcurs de flux şi fluxul rezultant cuprins de o spiră a bobinajului indus.

Dacă se înlocuieşte sistemul dinţilor aşezaţi faţă în faţă cu un întrefier uniform de calcul avînd o grosime l_1 (fig. 7) iar sistemul dinţilor

decalați cu 1/2 pas cu un alt întrefier uniform de calcul avînd o grosime mai mare. l_2 (fig. 7), fenomenul schimbării fluxului într-o spiră AB

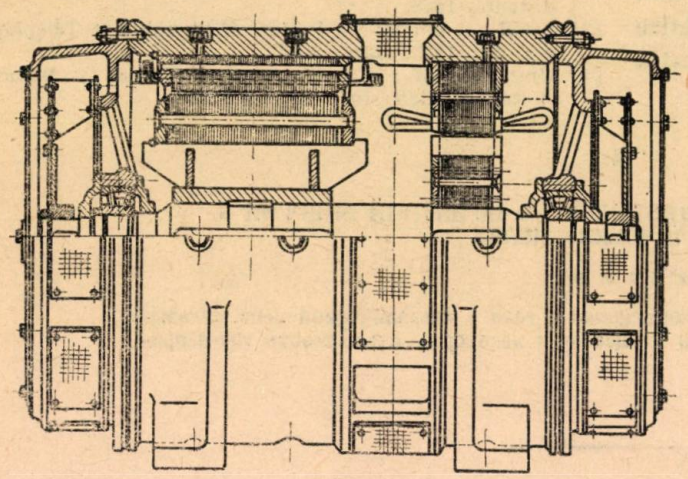


Fig. 1

a indusului se înțelege mult mai ușor comparînd figurile echivalente *2* și *3*. Trecerea de la fig. 2 la fig. 3 se face după o rotire a rotorului cu 1/2 pas dinte mic.

In cele ce urmează se găsesc indicații care pot fi folositoare pentru proiectarea unei astfel de mașini.

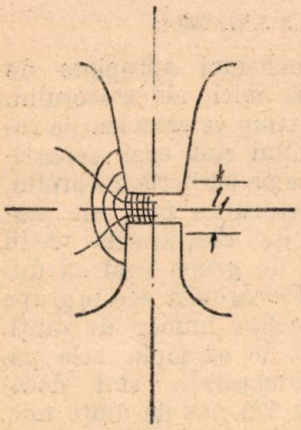


Fig. 4

Forța electromotoare. Ca punct de plecare se poate considera ecuația clasică :

$$E = 4.f_B.\xi.f.w.\Phi.10^{-8}\,[V]$$

în care :

f_B — factorul de formă, poate fi cu aproximație considerat egal cu 1,11 ;

ξ — factorul de bobinaj care se ia egal cu 1, bobinajul indus fiind concentrat.

Ceilalți trei factori : frecvența (f) numărul de spire în serie, a bobinajului indus (w) și fluxul (Φ) vor forma subiectul paragrafelor următoare.

Frecvența, evident cunoscută din premizele proiectului, este în cazul de față exprimată prin relația :

$$f = \frac{qn}{60},$$

în care :

n este turația, în rotații pe minut (depinde de turația motorului de antrenare și eventual de un sistem de demultiplicare);

q — numărul de crestături ale rotorului.

q se alege în vederea obținerii frecvenței dorite și este limitat de considerații geometrice

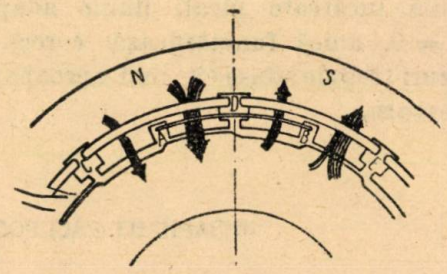


Fig. 2

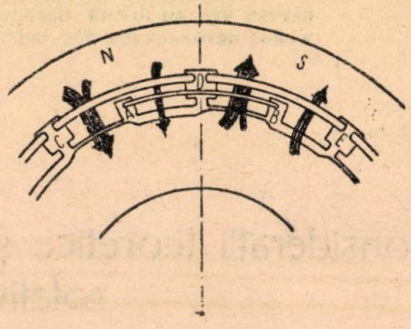


Fig. 3

pentru că dimensiuni prea mici îngreunează mult fabricația unei mașini la care precizia în execuție are mare importanță. Este bine ca pasul dintelui τ_d, să nu coboare sub 4 mm. O dată cu stabilirea lui q este determinat și diametrul rotorului : $D_r = \frac{q\tau_d}{\pi}$.

Bobinajul indus trebuie să aibă un număr cît mai mic de spire, din cauza inducției foarte importante la frecvențe înalte. Se poate lua, de exemplu, o spiră pe perechea de poli, în care

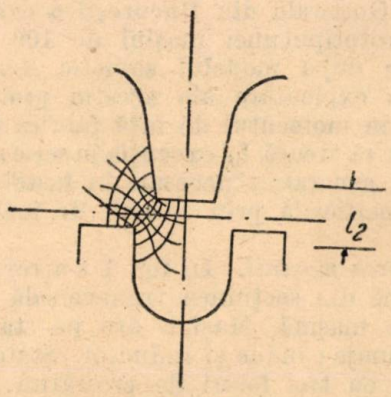


Fig. 5

caz $w = p$. Dacă p este par se pot face două căi în paralel, cu $w = \frac{1}{2}p$. Dar dacă este nevoie să se dea lui w o valoare care să nu fie

un multiplu de p, aceasta se poate face repartizînd egal în ultima spiră (sau spire), în derivație asupra acelorași poli. In fig. 5 este arătat cazul în care $p = 4$ și $w = 5$.

Secțiunea conductorilor depinde evident de curentul pe care trebuie să-l debiteze generatorul și de densitatea de curent, care la rîndul

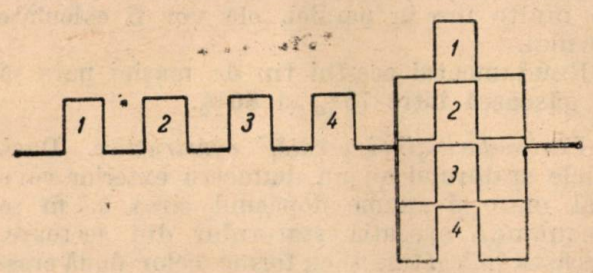


Fig. 6

său depinde de ventilația mașinii și de încălzirea admisă. deci de izolația adoptată; acestea sînt însă considerații comune proiectării tuturor mașinilor electrice și nu este cazul să se insiste aici asupra lor. Interesantă este necesitatea de a se evita secțiunile mari de cupru din cauza curenților turbionari de înaltă frecvență. Secțiunea mare trebuie realizată printr-un mănunchi de conductori izolați puși în paralel și asupra cărora să se execute transpoziții.

Variația fluxului. Pentru a stabili legătura între Φ, amplitudinea variației periodice a fluxului din ecuația forței electromotoare și Φ_T fluxul total al unei perechi de poli, oarecum constant, trebuie în primul rînd studiată repartiția fluxului în mașină și variația acestei repartiții cînd se deplasează dinții.

Impărțind fluxul după cum este schematic arătat în fig. 7, făcînd aproximația foarte apropiată de realitate că f.m.m. necesară părții din fier a circuitului magnetic poate fi neglijată față de f.m.m. necesară intrefierurilor inducțiile în fier trebuind să fie modeste pentru a se evita pierderi în fier prea mari, se pot scrie următoarele ecuații:

$$\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3$$

$$\frac{\Phi_2}{\Phi_3} = \frac{1_3}{1_2} \cdot \frac{S_2}{S_3}$$

$$\frac{\Phi_1}{S_1} = \frac{\Phi_3}{S_2}.$$

Din fig. 4, 5 și 7 se vede semnificația literelor folosite și dacă se ține seama că:

suprafața $S_1 = b.\ L$, cm^2 (L = lungimea pachetului);

suprafața $S_2 = (a+b).\ L$, cm^2;

suprafața $S_1 = a.\ L$, cm^2

și notînd cu R_p reluctanța circuitului magnetic cînd dinții se potrivesc și cu R_n reluctanța circuitului magnetic cînd dinții nu se potrivesc (fig. 4, 5), și că

$$\Phi_T = \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 = 2\ \Phi_1$$

variația totală Φ a fluxului într-o spiră a bobinajului indus fiind:

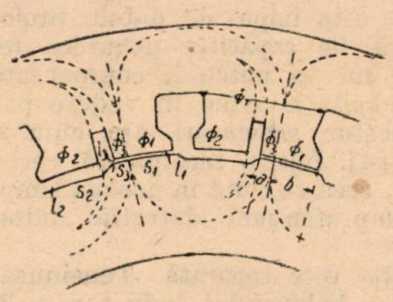


Fig. 7

$$\Phi = \Phi_3 + \Phi_1 - \Phi_2 - (\Phi_2 - \Phi_1 - \Phi_3)$$
$$= 2\ (\Phi_3 + \Phi_1 - \Phi_2)$$

se ajunge la rezultatul:

$$\Phi = \frac{1 - \frac{R_p}{R_n}}{1 + \frac{R_p}{R_n}} \cdot \Phi_T = \frac{R_n - R_p}{R_n + R_p}\ \Phi_T.$$

Această relație, deși cuprinde aproximația inițială amintită, face legătură dintre curba de magnetizare și curba de mers în gol, curbe care la acest generator nu se suprapun, prima fiind funcție de Φ_T, fluxul total al unei perechi de poli, iar cea de a doua funcție de Φ, amplitudinea variației fluxului în întrefier.

Circuitul magnetic. Dimensionarea diametrului exterior al statorului, diametrului interior al rotorului, lungimii pachetelor de tole și a dimensiunilor eventualelor canale de ventilație trebuie făcută în ideea că inducțiile în diferitele părți ale fierului mașinii să fie mici, de exemplu cuprinse între 2 000 și 5 000 gauși, cu excepția vîrfurilor dinților unde inducția se poate apropia de 10 000 gauși. Crestăturile bobinajului indus se vor proiecta larg deschise pentru a reduce cît mai mult fluxul de scăpări deoarece nu trebuie pierdut din vedere că expresia inductanței conține factorul f foarte mare.

După stabilirea aproximativ a dimensiunilor, se face studiul circuitului magnetic în mod obișnuit și se trasează curba de magnetizare $\Phi_T = f(A_{sp})$. F.m.m. necesară fierului este bine să nu depășească 10% din f.m.m. totală. Din cauza inducțiilor mici în fier, curba de magnetizare se apropie mult de o linie dreaptă. D.n ea, se deduce cu ajutorul relației de la sfîrșitul paragrafului precedent, printr-o dublă schimbare de scară, curba de mers în gol.

Căderea de tensiune în sarcină. Nu este nimic special asupra calculului căderii de tensiune

ohmice. De asemenea căderea de tensiune inductivă se calculează în modul obişnuit, ţinîndu-se seamă numai de conductivitatea magnetică a crestăturii (medii) şi de scăpările în părţile frontale; nu este cazul să se considere scăpările dublu înlănţuite şi cele în vîrful dinţilor.

Cos φ_N este impus de datele proiectului şi trebuie să fie capacitiv deoarece reacţiunea indusului nu va putea fi compensată de un plus de excitaţie avînd în vedere particularităţile acestor generatori aşa cum se poate vedea în [4]. Jejerin recomandă cos $\varphi_N = 0{,}9$ capacitiv, ceea ce evită în acelaşi timp şi eventualele supratensiuni datorită autoexcitaţiei capacitive.

Excitaţia este separată. Tensiunea de alimentare a bobinajului inductor o dată stabilită, cunoaşterea numărului de amperspire θ_i, eventual mărit cu 10—20% şi a dimensiunilor pachetului de tole, face posibilă calcularea pe calea obişnuită a datelor circuitului de excitaţie: numărul de spire, densitatea curentului, secţiunea conductorilor, lungimea medie a spirelor etc. Forma crestăturii şi necesitatea de a nu-i da dimensiuni prea mari, în dauna secţiunii fierului, fac folosirea conductorilor profilaţi foarte indicată.

Pierderi şi randament. Pentru calcularea pierderilor în fier, trebuie în prealabil să se împartă masa fierului după modul variaţiei fluxului care le străbate.

In fig. 8 este propusă principial o astfel de împărţire sumară şi aproximativă, în trei ca-

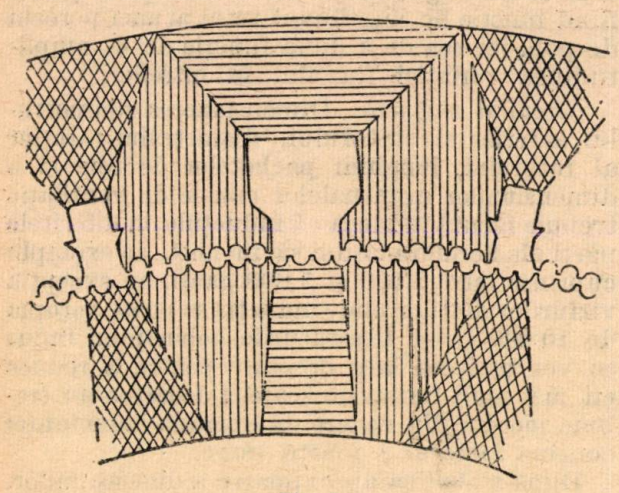


Fig. 3

tegorii: 1 — porţiunile haşurate orizontal, în care fluxul poate fi considerat constant cu pierderi în fier practic nule; 2 — porţiunile haşurate vertical, în care fluxul variază între două valori de acelaşi sens şi direcţie. Pierderile pot fi socotite introducînd în ecuaţiile clasice în locul inducţiei maxime, jumătatea diferenţei inducţiilor corespunzătoare valorilor maxime şi minime ale fluxului; 3 — porţiunile cadrilate în care fluxul variază de la 0 la Φ_3, sensul şi direcţia fluxului modificîndu-se de la o perioadă la cealaltă. In ecuaţia pierderilor, la aceste porţiuni se poate, cu suficientă aproximaţie, introduce $\frac{1}{2}\ \Phi_3$ şi inducţiile respective.

Pentru pierderile în cupru, dacă s-a avut grijă a se împărţi conductorul indus în suficient de multe fire în paralel, ele vor fi calculate normal.

Randamentul acestui tip de maşini pare să se găsească între 75% şi 80%.

Particularităţi şi greutăţi constructive. Dacă tolele statorului au un diametru exterior ceve mai mare şi anume depăşind circa 0,7 m sa recomandă execuţia statorului din sectoare. Aceasta în legătură şi cu forma celor două crestături bobinate (excitaţia şi înalta frecvenţă) conduce la împachetarea statorului din segmenţii fixaţi cu coadă de rîndunică, întrucît altminteri este greu de conceput execuţia unei matriţe de dimensiuni corespunzătoare.

Execuţia matriţei prezintă serioase dificultăţi, precizia necesară cerînd execuţia pe o maşină de găurire cu coordonate, iar călirea trebuind să se facă pe un dispozitiv special pentru a evita deformaţiile. Acestea sînt periculoase în special la poanson care prezintă după cum rezultă din fig. 8, o serioasă gîtuire în dreptul crestăturii de excitaţie.

In orice caz, după ştanţare este necesară executarea unui dispozitiv special de control al împachetării, în care să se aşeze tolele cu ghidare pe ştifturi în dreptul crestăturilor mici nebobinate. Prin aceasta se verifică suprapunerea deschiderilor crestăturilor şi a cozilor de rîndunică în execuţia ţesută a împachetări şi se determină cu exactitate diametrul exteriori şi interior al statorului, care prin execuţia matriţei diferă aproape întotdeauna de cel calculat.

Pornind de la diametrul interior al statorului astfel determinat se fixează diametrul exterior al tolelor rotorului şi se începe ştanţarea acestora. La aceasta trebuie de asemenea ţinut seama că diametrul rotorului împachetat, asupra căruia nu mai vom face nici un fel de prelucrare, este cu circa + 0,1 mm diferit de cel al tolei din cauza umflării şi îndreptării tolelor la presare.

Stanţarea crestăturilor rotorului, de obicei foarte numeroase, trebuie făcută pe o presă bine pusă la punct, intrucît diferenţele de pas mai mari de 0,1 mm devin periculoase din punct de vedere electric, iar practic, pentru realizarea unei împachetări perfecte, conduc la un procent mare de tole rebut. Ştanţarea mai multor crestături o dată, cu o matriţă bloc, dă rezultate mai bune numai primul şi ultimul dinte avînd posibilitatea de erori, cu condiţia ca să se poată regla matriţa suficient de exact pentru ca arcele de cerc succesive

să aibă ca centru chiar centrul tolei, altfel periferia acesteia are o formă, detalonată care este inadmisibilă. De astfel ştanţarea cu bloc la rotor presupune un diametru exterior al acestuia bine precizat ceea ce nu se poate face decît după determinările pe dispozitivul amintit mai sus.

In orice caz matriţa bloc trebuie să conţină şi ea un număr cît mai mare de crestături pentru a reduce erorile la minimum.

Trebuie observat că folosirea dispozitivului de împachetare a statorului pentru determinarea diametrelor acestuia este obligatorie numai la prima ştanţare cu o matriţă şi în consecinţă că cifrele stabilite rămîn valabile atît timp cît se foloseşte matriţa respectivă, trebuind redeterminate la execuţia unei matriţe noi care o dublează pe cea veche, lucru care la acest tip de maşină se întîmplă destul de des din cauza tolei silicioase cu siliciu mult, care uzează matriţele şi a numărului mare de segmenţi necesari pe motor din cauza grosimii mici a tolei (0,2 mm de preferinţă).

Impachetarea tolelor trebuie astfel făcută încît să se evite orice deviere a crestăturilor în sens axial. Intr-adevăr precizia de aşezare faţă în faţă a tolelor, a cărei necesitate am văzut-o la ştanţarea lor, se întinde pe toată lungimea pachetului de tole, aşezarea lor în spirală — afară de cazul excepţional cînd spiralele ar avea acelaşi pas şi aceasta foarte mare — şi ar fi dirijate şi în acelaşi sens ducînd la pierderi de tensiune care merg pînă la o anulare totală a acesteia.

La o deplasare de un pas între cele două plane frontale ale pachetului, cum pasul crestăturilor este de ordinul de 7—10 mm şi cum de exemplu o variaţie de 1 mm duce la pierderi de tensiune de circa 2%, se vede gradul de precizie cu care trebuie lucrat. Pentru aceasta se foloseşte un dispozitiv avînd pene de ghidaj în genul ştifturilor de la dispozitivul de determinare a diametrelor, trasate pe maşina de găurit cu coordonate şi executate cu mare precizie. In ceea ce priveşte rotorul, pana lui se trasează fie pe aceeaşi maşină, fie pe un strung bine verificat, axul tolelor fiind prins între chernere şi trăgînd o dîră subţire longitudinală prin deplasarea saniei, planşaiba fiind blocată.

Tasarea statorului se face în mîini de 4—5 tole pentru uşurarea şi asigurarea operaţiei, urmărindu-se ca tolele să se aşeze cap la cap fără suprapunere.

Cum întrefierul este relativ mic, arborele trebuie larg dimensionat pentru ca deformările să fie neglijabile.

Bobinajul indus, format din multe fire izolate de diametru mic şi răsucite, se presează de obicei pentru a se obţine un conductor rezultant dreptunghiular multifilar care va ocupa mai puţin spaţiu decît un simplu mănunchi torsadat, presat prin pană. Izolaţia crestăturii sau teaca conductorului, deoarece de obicei este un singur conductor pe crestătură la bobinajul de înaltă frecvenţă, trebuie să fie din micanit presat din cauza aceleeaşi frecvenţe înalte.

In general maşina necesită o tehnicitate destul de avansată însă nu nerealizabilă cu mijloace curente şi o dată realizată oferă celor ce o utilizează un procedeu tehnologic modern, economic, curat şi eficace.

Bibliografie

[1] *Alexanderson E. F. W.*: Trans. Americ. Inst. El. Eng. 28 ian. 1910, pag. 399 şi E.T.Z., 1912 pag. 660.
[2] *Ziehl E.*: Hochfrequenzmaschinen, E.T.Z., 1926,8 martie, pag. 313.
[3] Maşinimport.: P-281. Convertizoare de înaltă frecvenţă.
[4] *Jeferin P. R.*: Generatori electrici pentru încălzirea cu curenţi de înaltă frecvenţă Maşghiz, 1953.

★

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ПРАКТИЧЕСКИЕ СООБРАЖЕНИЯ ОТНОСИТЕЛЬНО КОНСТРУКЦИИ РОТАТИВНОГО ГЕНЕРАТОРА ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

Резюме

Излагаются ряд конструктивных и технологических соображений относительно генератора повышенной частоты сконструированного в стране для установок поверхностной закалки токами высокой частоты.

Calculul unor parametri de bază din tracțiunea electrică în funcție de timp, prin metode grafice

Ing. GH. TURBUȚIU

621.331.001.24

Se propune o metodă grafică de construcție a curbelor vitezei, spațiului și consumului de energie în funcție de timp. Se ilustrează metoda propusă printr-un exemplu de calcul. Se analizează influența pantelor rampelor și curbelor după care se încheie cu indicarea generalității metodei în domeniul acționărilor electrice.

In prezent se cunosc trei metode de calcul de tracțiune :

— calculul analitic ;

— calculul grafonalitic ;

— calcul grafic.

Dintre aceste metode, calculul grafic a primit dezvoltarea cea mai mare, fiind cea mai expeditivă și destul de exactă. Deosebit de prețioasă este metoda grafică atunci cînd este necesar să se efectueze calculul de tracțiune pe distanțe mari sau cînd sînt necesare diagrame de tracțiune numeroase pentru determinarea parametrilor de bază a unui electrovehicul nou.

Dezavantajul principal al metodelor de calcul grafic cunoscute pînă în prezent este faptul că toate aceste metode dau construcția diferitelor curbe în funcție de spațiu ceea ce îngreunează mult citirea diagramei cînd elementul principal

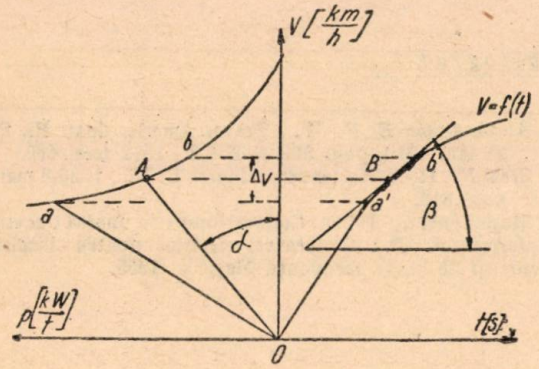


Fig. 1. Curba $V = f(t)$

este timpul (stabilirea vitezei de exploatare la vehiculele electrice de transport urban, la determinarea timpului folosit de vehicul în diferite regimuri : demaraj, mers pe caracteristica normală, lansare, frînare, staționare, la compararea grafică a energiei absorbite etc.).

Din aceste motive și altele neindicate aici, de multe ori, se trece la calculul grafonalitic, cu toate că el este mai laborios, pentru a se putea obține curbele în funcție de timp.

In continuare, se propune o metodă originală pentru construcția grafică a curbelor vitezei, spațiului și consumului de energie, în funcție de timp.

Această metodă pe lîngă că este mult mai expeditivă decît calculul grafonalitic, permite studierea influenței diferiților parametrii în timp scurt fără a reface calculele, ci făcînd numai cîteva operații cu două echere.

Dăm mai jos demonstrația metodei de calcul, modul aplicării ei iar apoi un exemplu de calcul făcut atît prin metoda propusă cît și prin metoda grafonalitică.

1. Construcția curbei vitezei în funcție de timp (fig. 1)

Considerăm dată curba $V = f(p)$ unde :

V este viteza în km/h ;

p — puterea specifică acceleratorie la obada roții, în kW/t ; considerăm construită și curba $V = f(t)$, unde t este timpul în s.

Luăm pe curba $V = f(p)$ un punct oarecare A, iar pe curba $V = f(t)$ un punct B de aceeași viteză și ducem tangenta la curba $V = f(t)$ în acest punct. Luăm în considerare unghiurile α și β arătate în figură.

Din figură se vede că :

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{p}{V} \cdot \frac{m_p}{m_V} = \frac{f.V}{V.367} \cdot \frac{m_p}{m_V} \cdot$$

unde :

m_p — scara puterilor în $\frac{\text{mm}}{\text{kW/t}}$;

m_V — scara vitezelor în $\frac{\text{mm}}{\text{km/h}}$;

f — forța specifică acceleratorie la obada, roții și că

$$\operatorname{tg}\beta = \frac{dV}{dt} \cdot \frac{m_V}{m_t},$$

unde :

m_t — scara timpului în $\frac{\text{mm}}{\text{h}}$

Ținînd seama că $f = \frac{1\,000}{9{,}81}(1+\gamma)\frac{dV}{dt}$

unde $\frac{dV}{dt}$ este în m/s^2 sau că

$$f = \frac{1\,000}{9{,}81 \cdot 3{,}6 \cdot 3\,600}(1+\gamma)\frac{dV}{dt} = \frac{1+\gamma}{127} \cdot \frac{dV}{dt}$$

unde $\frac{dV}{dt}$ este în km/h² avem:

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{1+\gamma}{127.367} \cdot \frac{dV}{dt} \cdot \frac{m_p}{m_V}$$

unde γ este coeficientul de echivalare al maselor în rotație. Punem condiția $\alpha = \beta$ sau $\operatorname{tg}\alpha = \operatorname{tg}\beta$ avem:

$$\frac{1+\gamma}{46\,500} \cdot \frac{dV}{dt} \cdot \frac{m_p}{m_V} = \frac{dV}{dt} \cdot \frac{m_V}{m_t}.$$

De aici se vee că egalitatea acestor unghiuri nu depinde decît de valori constante și că ea va exista mereu dacă între m_p, m_V și m_t există o relație bine definită și anume:

$$m_p = \frac{46\,500}{1+\gamma} \cdot \frac{m_V^2}{m_t}$$

deci în acest caz vom avea $OA \perp OB$.

De aici apare o metodă foarte simplă de construcție a curbei $V = f(t)$ pe baza curbei $V = f(p)$ și anume:

Se alege un interval oarecare de viteze Δ_V (fig. 1) și se determină viteza medie pentru acest interval (punctul A în cazul nostru). Se așază un echer pe linia OA și perpendicular pe această linie un al doilea echer. Din punctul a' se trage linia $a'b'$ cuprinsă între intervalele de variație a vitezei. Procedînd în acest fel pentru curba $Oa\,Ab$ și mai departe se construiește ușor curba $V = f(t)$.

Această construcție grafică este bazată pe proprietatea arcului de parabolă și anume aceea, că orice coardă dusă prin două puncte ale parabolei de ordonate y_1 și y_2 este paralelă cu tangenta dusă la parabolă în punctul de ordonată $\frac{y_1+y_2}{2}$. Deci construcția curbei $V = f(t)$ se reduce la găsirea direcției tangentelor care trec în fiecare interval Δ_V prin punctul $\frac{V_1+V_2}{2} = V_{med}$. Punctele V_1 și V_2 care delimitează intervalul Δ_V sînt puncte ale curbei $V = f(t)$. Cu cît intervalele Δ_V sînt mai mici cu atît curba $V = f(t)$ va fi mai exactă.

Rămîne să mai demonstrăm că funcția $V = f(t)$ reprezintă o parabolă în fiecare interval în care se consideră p = const., egal cu puterea acceleratorie corespunzătoare vitezei medii V_{med}.

Pentru fiecare interval putem scrie:

$$p_{med} = C_1 . f . V$$

de unde

$$p_{med} = C_2 \cdot \frac{dV}{dt} \cdot V$$

cum

p_{med} este o valoare constantă, avem:

$$dt = C_3 \cdot V \cdot dV.$$

Integrînd această ecuație vom avea:

$$t = C\,V^2$$

adică o parabolă.

Această construcție grafică, analog celorlalte care dau viteze în funcție de spațiu $V = f(l)$, și la fel cu calculul grafoanalitic, trece de la mărimi infinit mici la valori finite, considerînd totodată că valoarea medie a puterii (sau a forței, în cazul calculului grafic în funcție de spațiu) corespunde vitezei medii din intervalul dat. Dacă intervalele de viteză nu sînt prea mari, eroarea care se introduce este foarte mică.

2. Construcția curbei spațiului în funcție de timp (fig. 2)

Considerăm curba $V = f(t)$ construită. De asemenea, pentru demonstrație, considerăm construită și curba $l = f(t)$, unde l reprezintă spațiul.

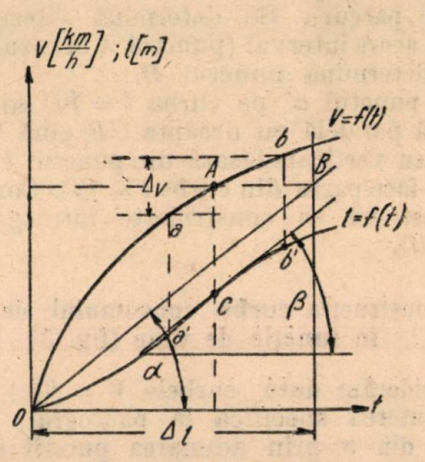


Fig. 2. Curba $l = f(t)$

Ducem o dreaptă verticală la distanța Δ_l de axa ordonatelor.

Luăm pe dreapta $V = f(t)$ un punct oarecare A și ducem o orizontală pînă la intersecția cu verticala dusă la distanța Δ_l, de origine. Obținem astfel punctul B. Tot din A ducem și o verticală pînă la intersecția cu curba $l = f(t)$. Obținem astfel punctul C.

Ducem prin punctul C o tangentă la curba $l = f(t)$.

Luînd în considerare unghiurile α și β arătate în fig. 2. Avem:

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{V}{2} \cdot m_V$$

$$\operatorname{tg}\beta = \frac{dl}{dt} \cdot \frac{m_l}{m_t}$$

unde m_l este scara lungimii în mm/km.

Punem condiția $\alpha = \beta$ adică $\operatorname{tg} \alpha = \operatorname{tg} \beta$. Avem atunci

$$\frac{V}{l} m_V = \frac{dl}{dt} \cdot \frac{m_t}{m_l}$$

sau

$$\Delta_l = \frac{m_V \cdot m_t}{m_l}$$

deci dacă Δ_l se alege conform acestei relații unghiurile α și β rămîn egale indiferent de valorile lui V și l.

De aici rezultă următoarea metodă de construcție pentru curba $l = f(t)$:

Se aleg scările m_V; m_t; m_l și apoi se determină valoarea Δ_l. Ducem o verticală la distanța Δ_l de origină pe care o numim dreapta Δ_l. Alegem intervalul Δ_V pentru care vrem să construim spațiul parcurs. Se determină viteza medie pentru acest interval (punctul A în cazul nostru) și se determină punctul B.

Din punctul a' pe curba $l = f(t)$ se duce o dreaptă paralelă cu dreapta OB pînă la intersecția cu verticala lăsată din punctul b. Dreapta $a'b'$ face parte din curba $l = f(t)$. Continuînd în acest fel se construiește întreaga curbă $l = f(t)$.

3. Construcția curbei consumului de energie în funcție de timp (fig. 3)

Considerăm date curbele $V = f(p_r)$ unde p este puterea specifică la pantograf, care se obține din p prin adunarea puterii specifice de rezistență la rulare (P_0) și introducerea randamentului general (motor și angrenaj), și curba $V = f(t)$.

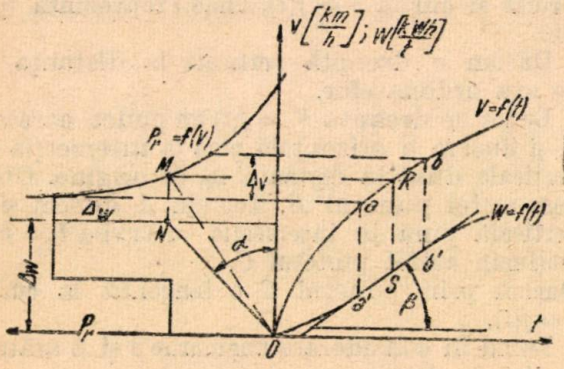


Fig. 3. Curba $W = f(t)$

Pentru demonstrație considerăm curba $W = f(t)$ construită, unde W este consumul de energie

Ducem o dreaptă orizontală la distanța Δ_W de origină pe care o numim dreapta Δ_W.

Luăm un punct oarecare M pe curba $V = f(t)$ și ducem o verticală pînă la intersecția cu dreapta Δ_W. In acest fel obținem punctul N. Luăm pe curba $V = f(t)$ punctul R, de aceeași viteză cu punctul M. Coborîm din R o verticală pînă la intersecția cu curba $W = f(t)$. Obținem astfel punctul S. Prin punctul S ducem o tangentă la curba $W = f(t)$.

Luînd în considerare unghiurile α și β indicate în figură, avem:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{p_r}{\Delta_W} \cdot m_{pr} \text{ și } \operatorname{tg} \beta = \frac{dW}{dt} \cdot \frac{m_W}{m_t},$$

unde m_W este scara consumului de energie în kWh/t; punem condiția: $\alpha = \beta$ sau $\operatorname{tg} \alpha = \operatorname{tg} \beta$, atunci:

$$\frac{p_r}{\Delta_W} m_{pr} = \frac{dW}{dt} \cdot \frac{m_W}{m_t}$$

sau

$$\Delta_W = \frac{m_{pr}\, m_t}{m_W}$$

deci dacă Δ_W se alege conform acestei relații unghiurile α și β rămîn egale indiferent de valorile variabile ale curbelor.

De aici rezultă următoarea metodă de construcție pentru curba $W = f(t)$.

Se aleg scările m_{pr}; m_t și m_W și apoi se determină valoarea Δ_W. Se duce dreapta Δ_W. Alegem intervalul Δ_V pentru care vrem să construim curba $W = f(t)$. Determinăm viteza medie pentru acest interval (punctul M în cazul nostru), iar apoi punctul N și R.

Ducem prin a' o perpendiculară pe dreapta ON pînă la intersecția cu verticala coborîtă din b. Dreapta $a'b'$ face parte din curba $W = f(t)$

Ordonata curbei $W = f(t)$ ne arată consumul de energie de la începutul ciclului pînă în punctul în care s-a luat ordonata.

Astfel, cu ajutorul a două echere se pot construi cu ușurință curbele $v = f(t)$; $l = f(t)$ și $W = f(t)$.

4. Exemplu de calcul

Presupunem că un vagon cu greutatea de 20 t, echipat cu patru motoare electrice de tracțiune de 375 V cu două grupări: serie și serie paralel, are următoarele caracteristici:

V(km/h)	0	10	20	22,5	25	30	35	
I(A) . .	92,5	92,5	92,5	64,5	50	39	35	(pe motor)
η_g . . .	—	0,84	0,84	0,85	0,86	0,84	0,8	
Z(kg). .	100	100	140	145	160	200	240	(pe vagon)

unde 20 este viteza de ieşire pe caracteristica naturală.

Z este rezistenţa la rulare în kg, iar η_g este randamentul general (motor şi angrenaj).

Făcînd calculele necesare găsim f_{ac} (forţă specifică acceleratoria), putere specifică la obada roţii, putere specifică la pantograf şi putere specifică de rezistenţă la rulare.

Rezultatele sînt următoarele:

V(km/h)	0	10	20	22,5	25	30	35
I (A)	92,5	92,5	92,5	64,5	50	39	35
f_{ac} (kg/t)	102	102	100	80	48	20	10
Z (kg/t)	5	5	7	7,25	8	10	12
$p, \left(\frac{kW}{t}\right)$	0	2,78	5,45	3,68	2,73	1,635	0,955
$p_r, \left(\frac{kW}{t}\right)$	3,48	3,48	6,95	4,85	3,76	2,92	2,62
$p_0, \left(\frac{kW}{t}\right)$	0	0,136	0,38	0,445	0,545	0,816	1,14

Calculul grafic propus:

Presupunem $\gamma = 0{,}1$

alegem:

$m_V = 5$ mm/km/h ; $m_t = 18000$ mm/h ;
$m_l = 500$ mm/km ; $m_W = 5\,000$ mm/kWh/t ;

atunci avem:

$$m_p = \frac{46\,500}{1 + 0{,}1} \cdot \frac{5^2}{18\,000} = 58{,}6 \text{ mm/kW/t};$$

$$\Delta_l = \frac{5 \cdot 18\,000}{500} = 180 \text{ mm};$$

$$\Delta_W = \frac{58{,}6 \cdot 18\,000}{5\,000} = 211 \text{ mm}.$$

$W = 20{,}8 \frac{Wh}{t}$ adică $20{,}8 . 20 = 416$ Wh/vag.

Trecem la calculul grafonalitic:

$V_1 = 0 \quad V_2 = 10 \quad \Delta_V = 10$ km/h
$f_1 = 102 \quad f_2 = = 102 \quad f_m = 102$ kg/t
$I_1 = 92{,}5 \quad I_2 = 92{,}5 \quad I_m = 92{,}5$ A

$$t = 28{,}4\ (1 + \gamma) \frac{\Delta_V}{f_m} = 28{,}4\ (1 + 0{,}1) \frac{\Delta_V}{f_m} =$$

$$= 31{,}2 \frac{\Delta_V}{f_m} = 31{,}2 \frac{10}{102} = 3{,}06 \text{ s}$$

$$l = 3{,}93\ (1 + \gamma) \frac{V_2^2 - V_1^2}{f_m} = 3{,}93\ (1 +$$

$$+ 0{,}1) \frac{V_2^2 - V_1^2}{f_m} = 4{,}33 \frac{10^2 - 0^2}{102} = 4{,}25 \text{ m}$$

Continuînd calculul găsim:

— timpul de parcurgere . . . . 46,27 s
— spaţiul parcurs . . . . . 309,33 m
— consumul de energie . . . . 416 Wh.

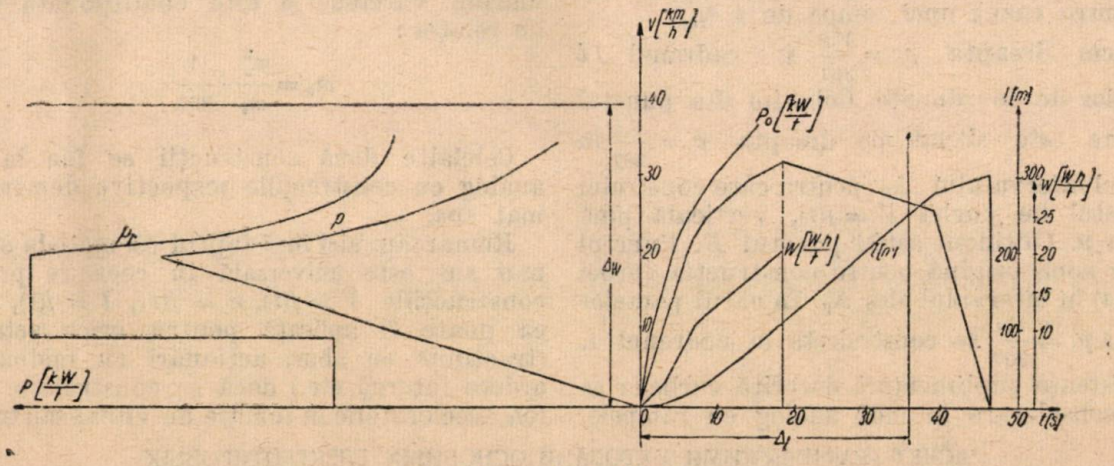


Fig. 4. Exemplu de calcul grafic

Calculul grafic este făcut în fig. 4.
Rezultatele sînt următoarele:
$t = 46{,}6$ s
$l = 307$ m

Rezultatele arată că eroarea la calculul grafic este neglijabilă faţă de calculul grafoanalitic.

5. Influenţa rampelor, pantelor şi curbelor

In expunerea metodei de mai sus s-a făcut presupunerea că vehiculul electric se mişcă în palier şi aliniament.

Insă, în exploatarea curentă sînt foarte frecvente atît rampele şi pantele cît şi curbele. Vom arăta cum influenţează rampele şi pantele asupra mersului calculului în metoda expusă mai sus.

Se ştie din teoria tracţiunii că fiecare miime (0/00) de rampă sau pantă se poate considera,

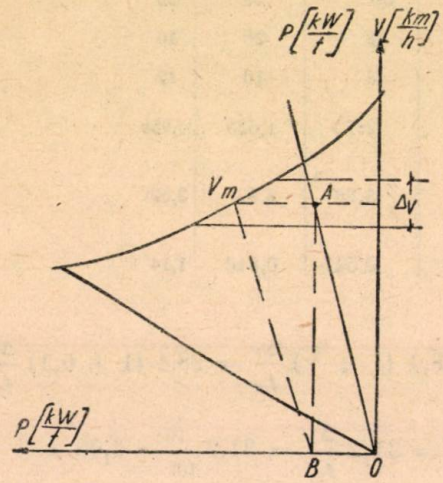


Fig. 5. Exemplu de calcul pentru cazul unei rampe de i ‰

cu destul de mare exactitate, echivalentă cu 1 kg/t forţă specifică acceleratorie (negativă sau pozitivă). De aici se poate găsi uşor puterea specifică acceleratorie corespunzătoare rampelor sau pantelor în funcţie de viteză.

$$p = \frac{v.f}{367} \text{ [kW/t]}$$

In fig. 5 se dă un exemplu principial de calcul pentru cazul unei rampe de i ‰.

Ducem dreapta $p_i = \frac{V.i}{367}$ în cadranul *II* al axelor de coordonate. Coborîm din punctul A, care este situat pe dreapta $p = \frac{V.i}{367}$ în mijlocul intervalului Δ_V pentru care construim segmentul de curbă $V = f(t)$, verticala pînă pe axa p. Obţinem astfel punctul B. Punctul B este noua origină pentru construcţia curbei $V = f(t)$ în intervalul ales Δ_V. In cazul pantelor dreapta $p_i = \frac{V.i}{367}$ se construieşte în cadranul *1*.

Rezistenţa suplimentară datorită curbelor se ia în considerare în mod analog cu rampele.

6. Utilizarea metodei în domeniul acţionărilor electrice

Metoda de mai sus a fost demonstrată aplicativ la tracţiunea electrică deoarece ea a fost elaborată tocmai din nevoia de a avea în întreprinderile noastre de tramvaie o metodă simplă şi expeditivă de calcul de tracţiune în funcţie de timp. Ea este însă complet aplicabilă în orice acţionare electrică, care foloseşte maşini rotative, spre deosebire de calculul grafic în funcţie de spaţiu, care pentru aceste acţionări nu prezintă interes.

Dacă în fig. 1 presupunem că în loc de viteza (V) avem pe ordonată turaţia (n) atunci putem scrie :

$$\text{tg } \alpha = \frac{p}{n} \cdot \frac{m_p}{m_n} \text{ şi tg } \beta = \frac{dn}{dt} \cdot \frac{m_n}{m_t}$$

ţinînd seama de faptul că

$$p = \frac{1{,}025\, Mn}{G\, D^2} = 1{,}025\ M_{sp}$$

unde :

$M_{sp} = \frac{M}{GD^2}$ iar GD^2 este momentul de giraţie şi că

$$M = \frac{G\, D^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt},$$

avem :

$$p = \frac{1}{367} \cdot \frac{dn}{dt} \cdot \frac{m_p}{m_n}$$

punem condiţia $\alpha = \beta$ adică tg α = tg β. Avem atunci

$$\frac{1}{367} \cdot \frac{dn}{dt} \cdot \frac{m_p}{m_n} = \frac{dn}{dt} \cdot \frac{m_n}{m_t}$$

deci egalitatea unghiurilor α şi β nu depinde de mărimi variabile şi este condiţionată numai de relaţia :

$$m_p = \frac{m_n^2}{m_t} \cdot \frac{1}{367}.$$

Celelalte două construcţii se fac în mod analog cu construcţiile respective demonstrate mai sus.

Remarcăm aici însă faptul că metoda expusă mai sus este universală în ceea ce priveşte construcţiile $V = f(t)$, $n = f(t)$, $l = f(t)$, adică ea poate fi aplicată pentru orice acţionare (tracţiune cu abur, acţionări cu motoare cu ardere internă etc.) dacă se construieşte puterea acceleratorie în funcţie de viteză sau turaţie.

РАСЧЕТ ГРАФИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ ОСНОВНЫХ ЭЛЕКТРОТЯГОВЫХ ПАРАМЕТРОВ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ВРЕМЕНИ

Предлагается графический метод конструкции кривых скорости, пространства и расхода энергии в зависимости от времени. Предложенный метод иллюстрируется примером расчета. Анализируется влияние уклонов и поворотов после чего, в заключение, указывается на обобщающий характер метода в области электропривода.

Reglarea automată discontinuă a temperaturii în cuptoare electrice cu rezistenţă ohmică

Ing. V. CRĂCIUNOIU

621.365.4.078.4

Se expun o serie de scheme de reglare automată discontinuă a temperaturii în cuptoare electrice, după care se indică pentru comparaţie şi o schemă de comandă pentru un cuptor cu combustibil lichid. Se trag concluzii utile pentru practică.

Cuptoarele au cele mai diferite întrebuinţări: la obţinerea fontei şi a oţelului, a aluminiului, cuprului, magneziului şi a tuturor metalelor, în general, la diferite procese din industria chimică, la arderea porţelanului, la obtinerea şi prelucrarea sticlei. la tratarea termică a pieselor de metal, de sticlă etc.

Incălzirea electrică s-a impus în multe din aceste procese, prin caracteristicile sale: nu introduce în şarjă nici un component nou, nu introduce în spaţiul util al cuptorului nici un fel de gaze, nu are (teoretic) un prag superior al temperaturilor, nu are nevoie de coş, de rezervoare de combustibil, instalaţii anexe de combustibil, aburi, aer etc. Cuptoarele electrice au inerţie mai mică decît cele similare cu combustibil, nu consumă decît cînd lucrează, sînt foarte curate, se manevrează uşor şi îngăduie o reglare perfectă a temperaturii spaţiului util.

Dăm cîteva exemple de probleme tehnice rezolvate numai cu ajutorul încălzirii electrice: producerea aluminiului, magneziului, oţelurilor de înaltă calitate, a sticlei de cuarţ, tratamente termice în curent de hidrogen, călirea superficială (prin curent de înaltă frecvenţă) etc.

Pentru a răspunde diferitelor cerinţe tehnologice, temperatura spaţiului util al cuptoarelor, indiferent de sursa de căldură şi de mediul încălzitor folosit, trebuie să urmeze anumite curbe, funcţie de timp.

Aceasta presupune:

— măsurarea temperaturii reale τ în punctul (punctele) spaţiului util care interesează;

— dozarea căldurii cedate spaţiului util, funcţie de creşterea sau scăderea temperaturii τ faţă de temperatura de reglare, T.

Nu avem nici un alt mijloc de a şti dacă un cuptor mai are nevoie de căldură sau nu, pentru a-şi atinge sau menţine temperatura de reglare T, decît compararea temperaturii reale τ din spaţiul său util, cu T; dacă τ este inferior lui T, se continuă încălzirea, dacă temperatura T a fost depăşită, încălzirea se suprimă sau se micşorează debitul căldurii cedate. Deci nu putem cere menţinerea strictă a unei temperaturi T a spaţiului util, ci numai păstrarea temperaturii lui reale, τ, între două limite: limita inferioară, $T - \Delta T$ şi limita superioară, $T + \Delta_1 T$.

După cum se ştie, operaţiile prin care se dozează căldura cedată cuptorului, pentru a-i păstra temperatura spaţiului util între cele două temperaturi limită alese, se numesc operaţiuni de reglare. Reglarea poate fi:

— manuală, atunci cînd cuptorul este permanent supraveghiat, iar manevrele de dozarea căldurii se fac manual (cazul marii majorităţi a cuptoarelor cu combustibil);

— automată, atunci cînd operaţiile de reglare se fac automat.

Diferenţa între cele două temperaturi limită defineşte precizia reglării: cu cît limitele sînt mai apropiate de temperatura de reglare T, cu atît reglarea este mai precisă (mai fină).

In cele de mai jos ne vom ocupa de reglarea automată discontinuă a cuptoarelor electrice cu rezistenţă ohmică.

Domeniul de utilizare al acestor cuptoare este foarte întins, atît ca puteri cît şi ca soluţii constructive:

— cuptoare de cîţiva zeci de waţi, pentru laborator (rezistenţe din sîrmă de platină), cu limite de reglare la $\pm$ 5°C faţă de temperatura de reglare, temperaturi de circa 1400°C;

— termostate şi ultratermostate, de 1—1,5 kW, cu temperaturi între — 60 şi + 300°C, limite de reglare la $\pm$ 0,02 ... $\pm$ 0,001°C;

— cuptoare de laborator, pînă la 6 kW, cu temperaturi între — 30 şi + 600°C, limite de reglare la $\pm$ 0,5 ... $\pm$ 0,01°C;

— cuptoare industriale de tratamente termice, cu temperaturi între 0 şi 2500°C, limite de reglare la $\pm$ 0,02 ... $\pm$ 15°C, avînd puteri de la cîţiva kW pînă la sute de kW (cuptoarele tunel pentru porţelan, de exemplu).

Rezistenţele cuptorului pot fi legate, cu ajutorul unuia sau mai multor contactoare, la mai multe puteri, dar în general la două: la puterea maximă şi la puterea minimă.

Reglarea cuptorului se face legîndu-l, succesiv, la puterea maximă pentru încălzirea spaţiului util şi la puterea minimă, pentru răcirea lui, după următorul program:

1. Cuptorul rece. conectat la reţea la puterea maximă, se încălzeşte pînă la atingerea temperaturii limită superioare, cînd este conectat la puterea minimă.

2. Cuptorul cald, conectat la rețea la puterea minimă, se răcește pînă la atingerea temperaturii limită inferioare, cînd este conectat la putere maximă.

Puterea minimă trebuie să fie mai mică decît puterea echivalentă pierderilor normale ale cuptorului.

Dacă puterea minimă aleasă este zero, reglarea se numește „tot sau nimic".

Inafara condițiilor impuse de program, schema aleasă mai trebuie să asigure și alte condiții cerute de siguranța exploatării. Vom da mai jos cîteva dintre cele mai obișnuite, numerotîndu-le în continuare cu cele ale programului:

3. Cuptorul poate fi conectat (deconectat) la rețea printr-o comandă simplă.

4. Se semnalează, prin lămpi de semnalizare, dacă cuptorul se încălzește, se răcește sau este deconectat.

5. Cuptorul se deconectează automat la deschiderea ușii.

Aparatajul strict necesar îndeplinirii condițiilor de mai sus este:

— termometrul (termometrele, dacă se măsoară temperatura în mai multe puncte ale spațiului util) prevăzut cu un sistem care-i îngăduie să dea comenzi funcție de situația temperaturii reale a spațiului util, τ, față de temperatura de reglare, T;

— aparatul de cercetare a citirilor termometrului sau de amplificare a comenzilor date de el, aparat pe care-l vom numi „regulator";

— contactorii care leagă rezistențele la puterea maximă sau minimă, după comanda dată;

— relee intermediare, de timp, lămpi de semnalizare etc., după cum sînt impuse condițiile speciale ale programului.

Ceea ce hotărăște asupra schemei este termometrul folosit. Vom deosebi, din acest punct de vedere, trei situații:

— temperaturi mai ridicate de 600°C;

— temperaturi sub 600°C, reglare puțin pretențioasă (cuptoare industriale);

— temperaturi sub 600°C, reglare foarte precisă (cu 0,02°C abatere față de temperatura de reglare).

In cele ce urmează vom expune scheme din fiecare cele trei situații. Pentru a se putea face o comparație între reglarea automată discontinuă a cuptoarelor electrice și a celor cu combustibil, vom arăta și o schemă de comandă pentru reglare automată discontinuă a unui cuptor cu păcură.

I. Scheme de reglare pentru cuptoare cu temperaturi ridicate (mai mari de 600°C)

1. *Termocuplu cu citirile milivoltmetrului cercetate mecanic.* Temperaturile mai ridicate de 600°C se măsoară obișnuit cu un termocuplu. Termocuplul este format din două sîrme de metale (sau aliaje) diferite, sudate la un cap. Cînd sudura este încălzită, se crează o diferență de potențial între capetele libere, diferență de potențial denumită forță termo-electromotoare (f.t.e.m.) sau f.e.m. Peltier; ea crește o dată cu temperatura la care este încălzită sudura.

Termocuplul, denumit curent și pirometru, se introduce cu tija sa în cuptor. Pe măsură ce cuptorul se încălzește, f.t.e.m. crește. Ea este măsurată de un milivoltmetru foarte sensibil, gradat direct în grade Celsius.

Schema alimentează un mic motor care acționează mecanismul de cercetare. Mecanismul

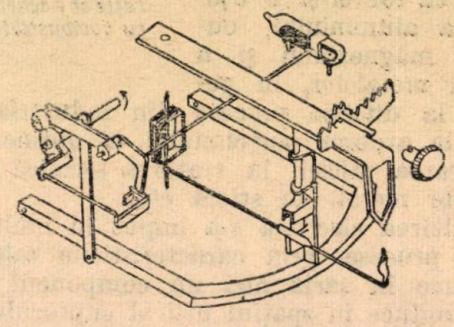


Fig. 1. Mecanismul de cercetare mecanică a citirilor milivoltmetrului

are două piese care se apropie, în vecinătatea limitelor de reglare, de regiunea acului milivoltmetrului, la intervale egale de timp (cîteva secunde). Dacă acul milivoltmetrului se află în regiunea celor două piese cercetătoare, ele îl prind între ele. Mecanismul dă comenzile funcției de lungimea cursei pieselor cercetătoare, cursă care depinde de profilul lor și de poziția acului milivoltmetrului (fig. 1).

Piesele sînt astfel construite, încît dau următoarele comenzi:

a) dacă acul indică o temperatură inferioară temperaturii limită inferioare, mecanismul menține contactul *CR* făcut (fig. 2);

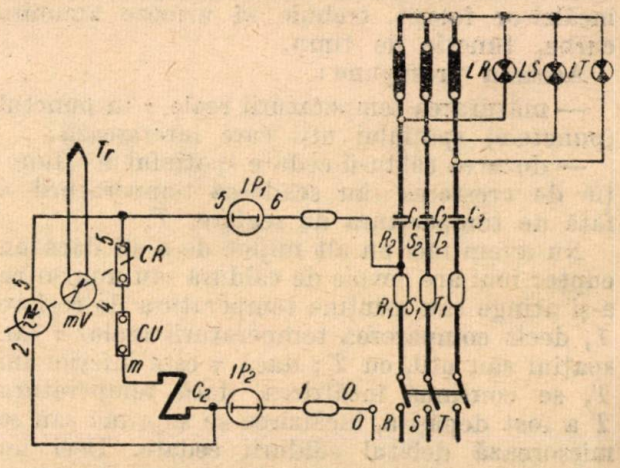


Fig. 2. Schema de reglaj cu termocuplu, avînd citirile milivoltmetrului cercetate mecanic

b) dacă milivoltmetrul indică o temperatură între temperaturile limită, contactul *CR* este păstrat în situația în care s-a găsit;

c) dacă milivoltmetrul indică o temperatură superioară temperaturii limită superioare, mecanismul deschide contactul *CR*.

Obişnuit, regulatorii folosesc un contact de mercur pentru întrerupătorul de reglare *CR*.

Acest regulator, cu cercetare mecanică a poziţiei acului milivoltmetrului, este impus de faptul că acul milivoltmetrului are un cuplu foarte mic, ceea ce îl face impropriu unor comenzi directe.

Să parcurgem schema în poziţia aparatelor din fig. 2. Circuitul de comandă se închide astfel: R_2 — siguranţă, întrerupătorul pachet IP_1, contactul de reglare *CR*, contactul de uşe *CU*, bobina contactorului *C*, întrerupătorul pachet IP_2, siguranţă, *O*. Se vede că schema din fig. 2 presupune cuptorul rece şi cu uşa închisă.

Intreruperea manuală se obţine manevrînd întrerupătorul pachet $IP_1 — IP_2$, întrerupător care condiţionează şi alimentarea motorului sincron *M*.

Se vede că schema descrisă îndeplineşte programul impus (reglare „tot sau nimic"). Ea dă satisfacţie deplină la reglarea temperaturii cuptoarelor electrice obişnuite în tratamentele termice de atelier.

Regulatorul este foarte sensibil şi greu de fabricat şi este, prin aceasta, scump (are partea mecanică foarte pretenţioasă). El are limitele de reglare deplasabile pe scală şi, pentru construcţii speciale, cu distanţa între limite variabilă. Dacă acul milivoltmetrului ajunge la capătul scalei fără ca să funcţioneze dispozitivul arătat, contactul *CR* este întrerupt, ferind pirometrul, rezistenţele şi cuptorul de avarii. Regulatorul descris mai sus este fabricat în R.D.G. de întreprinderea „Karl Marx".

2. *Termocuplu cu regulator electronic.* S-au conceput şi realizat aparate la care acul milivoltmetrului să comande direct, prin poziţia sa, anclanşarea sau declanşarea curentului de încălzire al rezistenţelor. S-a arătat, însă, că acul milivoltmetrului are un cuplu extrem de mic. Rezolvarea a dat-o comanda electronică.

Vom descrie, din această clasă, aparatul sovietic ERM 47.

Ca şi aparatul precedent, regulatorul ERM 47 are două părţi distincte: milivolmetrul, gradat direct în grade Celsius, care măsoară f.t.e.m. a termocuplului, respectiv temperatura cuptorului, şi regulatorul propriu zis, care menţine făcut contactul de comandă R_1, cîtă vreme cuptorul este rece şi îl întrerupe cînd s-a atins temperatura limită superioară.

Milivoltmetrul este un aparat din clasa de precizie 1,5. El are, pe acul său, un ecran din foaie de duraluminiu gros de 0,5 mm, lat de 28 mm şi înalt de 12 mm.

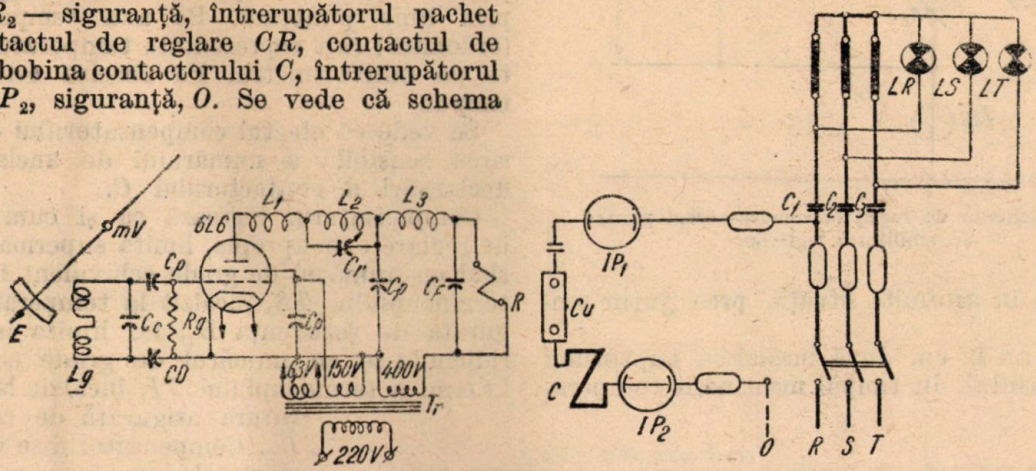


Fig. 3. Schema de reglaj cu termocuplu avînd regulator electronic:

Tr—transformator cu miez de fier; *E*—ecranul de pe acul milivoltmetrului; *Cc*—condensator cu mică, 100 μμF; *Lg*—bobina circuitului grilei; *Cr*—condensator variabil; *CF*—condensator electrolitic 5 μF; *R7*—rezistenţa de 500 kΩ; *R*—releul de comandă; L_2—bobina circuitului acordat anodic.

Milivoltmetrul este legat, în mod obişnuit, de termocuplul său.

Aparatul electronic de reglare este un oscilator de înaltă frecvenţă care se autoexcită cînd ecranul intră într-un interstiţiu dintre două secţiuni ale bobinei grilei *Lg* (fig. 3).

Datorită oscilaţiilor şi curentului de grilă respectiv, pe grila tubului apare un potenţial negativ, care face să scadă curentul anodic, ceea ce duce la declanşarea contactului R_1, bobina releului *R* fiind subalimentată.

Schema de reglare propriu zisă a cuptorului este aceeaşi cu cea din fig. 2, unde contactul *CR* a fost înlocuit cu contactul releului *R*.

Aparatul electronic de reglare nu are părţi mobile, se fabrică relativ uşor, este uşor de montat, supravegheat şi întreţinut.

Atît regulatorul „Karl Marx" cît şi ERM 47, au milivoltmetrul din clasa de precizie 1,5. Regulatorul „Karl Marx" adaugă erorilor milivoltmetrului pe cele ale mecanismului de cercetare, erori inerente oricărui mecanism (jocuri, diferite toleranţe etc.).

Regulatorul ERM 47 nu adaugă, practic, alte erori, erorilor milivoltmetrului.

3. *Compensator pentru sensibilizarea reglării.* Practica a arătat că sistemele de reglare arătate

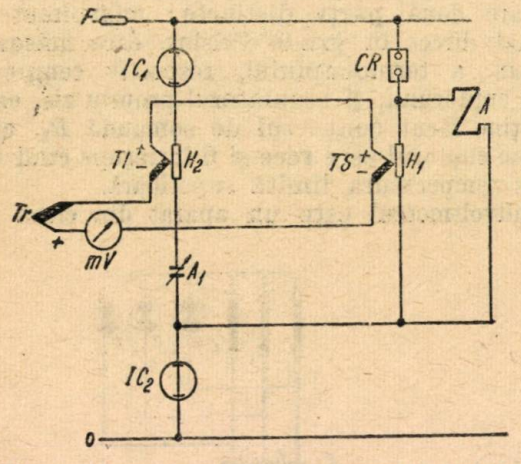


Fig. 4. Schema de reglaj cu compensatorul pentru sensibilizarea reglărilor

pot să fie, în anumite situații, prea puțin sensibile.

Idealul ar fi ca, după încălzirea cuptorului și a produsului, în timpul menținerii temperaturii de regim dorite, să se micșoreze diferența de temperatură dintre limita superioară și cea inferioară.

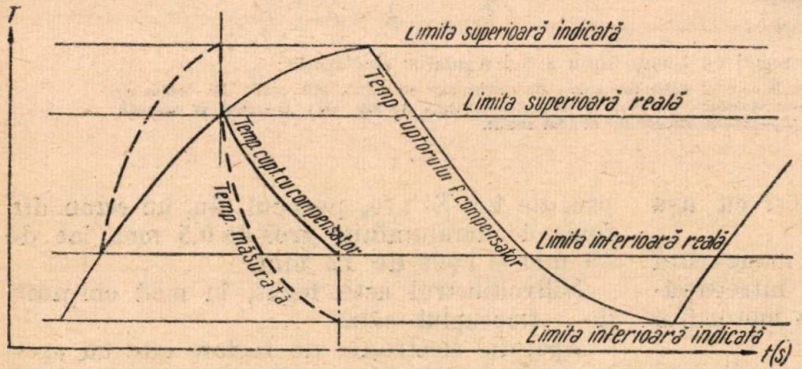


Fig. 5. Curba de reglaj: fără compensator și cu compensator

Intreprinderea „Karl Marx" oferă un „compensator" care realizează această sensibilizare a reglării.

Compensatorul este compus din două termoelemente montate în opoziție, *TS* și *TI*, încălzite de rezistențele ohmice H_1 și H_2 (fig. 4). In paralel cu rezistența H_1, este legată bobina releului *A*. Rezistența H_1 este legată în serie cu contactul de comandă *CR*.

Cînd cuptorul este cuplat la rețea, compensatorul lucrînd, rezistența H_1 încălzește termoelementul *TS* montat în fază cu termoelementul *Tr* din cuptor. Aceasta face ca, într-un anumit raport, termoelementul să indice o temperatură mai ridicată decît cea real existentă în cuptor.

La atingerea temperaturii limită superioare, *CR* se deschide, bobina *A* pierde curentul și închide contactul A_1, cuplînd rezistența H_2. In același timp rezistența H_1 pierde alimentare. Rezistența H_2 cuplată, încălzește termoelementul *TI*, montat în opoziție cu *Tr*. Aceasta echivalează cu coborîrea acului milivoltmetrului sub poziția temperaturii reale din cuptor, pe tot timpul cît contactul *CR* este deschis, deci pe tot timpul răcirii cuptorului.

In fig. 5, se arată curba de reglare fără compensator prin linie plină, iar cu compensator prin linie punctată. Pe axa temperaturilor (ordonată) sînt reprezentate temperaturile citite pe milivoltmetru. Pe abscisă este înscris timpul.

Se vede că efectul compensatorului este mărirea sensibilă a numărului de anclanșări și declanșări a contactorului *C*.

Compensatorul lucrează ca și cum limitele de reglare s-ar apropia, limita superioară coborînd cu numărul de grade echivalent f.t.e.m. a termocuplului *TS*, încălzit la temperatura asigurată de rezistența H_1, iar limita inferioară ridicîndu-se cu numărul de grade echivalent f.t.e.m. a termocuplului *TI*, încălzit la temperatura asigurată de rezistența H_2. Compensatorul se va cupla, prin închiderea întrerupătorului *IC*, la atingerea temperaturii de regim.

Fig. 6 redă schema de principiu a reglării folosind aparatajul „Karl Marx" echipat cu compensatorul descris.

In cele de mai sus, problema cuptoarelor a fost privită numai din punct de vedere al automatizării procesului încălzirii și a menținerii temperaturii de regim. Aparatajul utilizat și fenomenele fizice pe care se bazează au fost numai sumar descrise. Astfel, în termocuplu

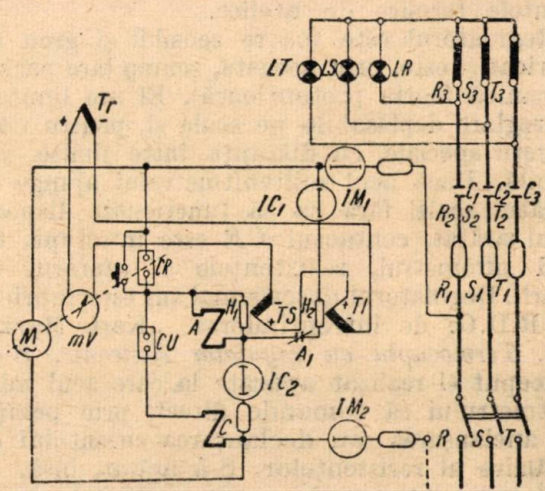


Fig. 6. Schema de reglaj folosind aparataj „Karl Marx" (R.D.G.) cu compensator.

și circuitul său, înafară f.t.e.m. a termocuplului mai trebuie considerată f.t.e.m. de la capul rece al circuitului precum și f.e.m. Thomson, din conductorii omogeni.

Nu s-au analizat aceste fenomene și consecințele lor, ele neinfluențînd asupra schemei de automatizare propriu zise, ci numai asupra echipării termoelementelor (cabluri de compensare și cutii de legătură).

De asemenea nu am insistat asupra sursei de erori pe care o constituie curentul electric care parcurge circuitul de măsură.

II. Scheme de reglare pentru cuptoare industriale cu temperaturi medii (—30°C..+600°C)

Domeniul de utilizare al termocuplurilor este între — 200°C și + 1600°C. La temperaturile cele mai coborîte se folosesc termocupluri de cupru-constantan, iar la cele mai ridicate de platin-platinrhodiu. Totuși, din cauza aparatului costisitor față de alte sisteme de măsură, în zona temperaturilor — 30°C. . .+600°C nu se folosesc termocupluri, în mod obișnuit. După împrejurări, se întrebuințează fie termometre cu dilatare, fie termometre cu rezistență variabilă. Vom da cîteva exemple de folosire a termometrelor cu dilatarea unui fluid neconductor.

Termometrul se compune, în principiu, dintr-un cartuș care conține fluidul, un tub capilar și un manometru sensibil, gradat direct în °C. Cartușul se așează în locul a cărui temperatură se măsoară. Sub influența căldurii, fluidul se dilată și presiunea în cartuș crește. Ea se transmite, prin tubul capilar, manometrului care indică, direct, temperatura punctului în care se află cartușul.

Termometrul cu dilatare se pretează și la transmiterea citirii la distanțe apreciabile (pînă la 10 m cu tubul capilar normal și pînă la 40 m cu tuburi speciale). Reglarea automată cu un astfel de termometru se realizează prin așezarea unor contacte speciale pe cadranul aparatului. El este foarte potrivit pentru reglarea automată a cuptoarelor cu baie de ulei, săruri etc.

1. *Cuptor cu baie de ulei.* Dăm mai jos o schemă în care se folosesc termometre cu dilatare pentru încălzirea și menținerea temperaturii unei băi cu ulei între limite strînse de temperatură.

Baia funcționează la o temperatură apropiată de temperatura de inflamare a uleiului respectiv. Pentru a se preîntîmpina pericolul aprinderii, s-au folosit două termometre: unul pentru reglare și altul pentru semnalizarea pericolului de incendiu (fig. 7).

Programul dorit este:

1) cuptorul conectat rece la rețea, rezistențele îl încălzesc pînă la temperatura limită superioară;

2) temperatura limită superioară atinsă, cuptorul este deconectat;

3) depășirea temperaturii limită superioare sau răcirea sub temperatura limită inferioară este considerat defect și semnalat ca atare, optic și acustic;

4) semnalul acustic poate fi suprimat, temporar. Semnalul optic va semnala defect tot timpul cît semnalul acustic este suprimat.

Termometrul T_1 deconectează rezistențele încălzitoare la atingerea temperaturii limită

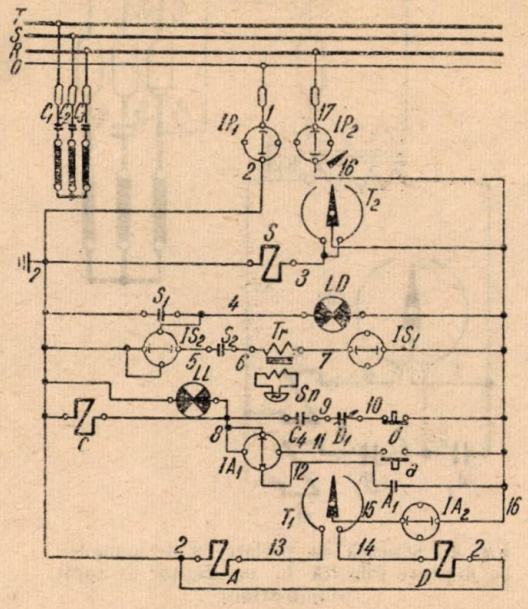


Fig. 7. Schemă de reglaj cu termometru cu dilatare folosită la un cuptor cu baie de ulei.

superioare și le conectează la atingerea temperaturii limită inferioare.

Termometrul de semnalizare T_2 este reglat cu cîteva grade deasupra (dedesubtul) limitei superioare (inferioare).

La prima încălzire, pentru ca soneria să nu sune pînă la atingerea temperaturii limită inferioare, se închide întrerupătorul *IS* pînă după prima declanșare.

In caz de defect, semnalat de sonerie, întrerupătorul *IS* se închide și soneria se oprește, pînă la înlăturarea defectului.

Pe tot timpul cît soneria este scoasă din circuit, lampa de defect *LD* rămîne aprinsă, chiar dacă defectul a fost înlăturat (temperatura băii este între limitele de reglare).

Termometrele, pentru a nu avea contactele încărcate de curenți prea mari, comandă cu ajutorul unor relee intermediare: T_1 prin releele *A* și *D* iar T_2 prin *S*.

2. *Cuptor de topit aliaj plumb-stibiu.* In unele cazuri se folosește montajul din fig. 8 pentru reglarea automată a temperaturii băilor de aliaj tipografic. Termometrul cu dilatare comandă prin două relee intermediare. Schema de comandă este alimentată sub 24 V, pentru a se cruța contactele termometrului regulator.

Se vedere că puterea maximă este reprezentată de trei rezistențe legate în stea, iar puterea minimă de două rezistențe legate în serie. Ra-

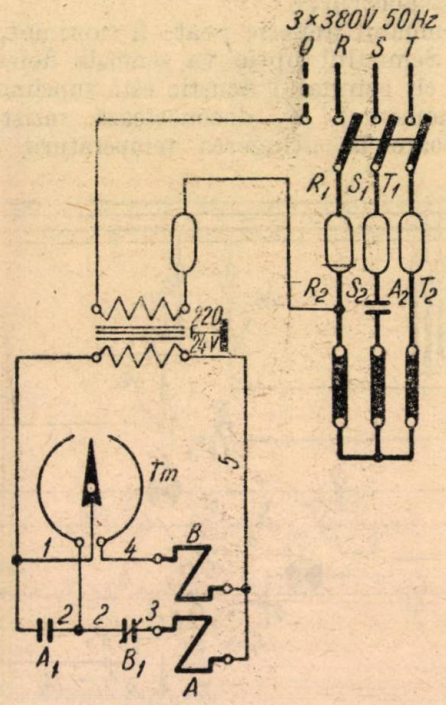


Fig. 8. Schemă de reglare cu termometru cu dilatare folosită la un cuptor de topit plumb-stibiu.

portul între puterea minimă și cea maximă este 1 : 2.

III. Scheme de reglare fină pentru cuptoare cu temperaturi medii (—30°C . . — 600°C)

La cuptoarele mici (de laborator), pentru cercetări științifice, se cer reglări cu abateri foarte mici față de temperatura de reglare (cîteodată de + 0,02°C și chiar mai mici).

In cele de mai jos nu ne vom ocupa de termostate sau de ultramostate, fiindcă aceste aparate prezintă probleme aparte față de cele ce tratăm în acest articol. Vom expune, totuși, reglarea automată a unui cuptor care are ca aparat de măsură un termometru cu mercur. Pentru a folosi sensibilitatea acestui aparat și a apropia limitele de reglare, este nevoie de un contactor care să asigure un număr foarte mare de conectări, cu o frecvență mare. Se folosește un contactor cu mercur, avînd bobina la exteriorul vasului de sticlă în care se află mercurul. Cînd bobina este alimentată, atrage un corp feromagnetic, aflat în vasul de sticlă, către centrul geometric al bobinei, obligîndu-l să se cufunde în mercur. Nivelul mercurului crește și udă contactele contactorului, care străbat peretele vasului de sticlă, stabilind circuitul comandat.

Programul asigurat de schema din fig. 9 este cel obișnuit cuptoarelor electrice : cuptorul rece, rezistențele încălzitoare sînt conectate la rețea, pînă cînd spațiul util al cuptorului atinge temperatura de reglare ; apoi rezistențele sînt deconectate.

Cînd termometrul stabilește, prin mercurul său, legătura între contactul K_1 și K_2 (la temperatura de regim) bobina CR este scurtcircuitată și contactul CR_1 se deschide. Inerția cuptorului menține un timp această situație, apoi cuptorul se răcește contactul $K_1 - K_2$. se întrerupe, bobina CR închide contactul CR_1

De observat că termometrul acționează la temperatura de regim, temperaturile limită superioară și inferioară, foarte apropiate de temperatura de regim, fiind determinate exclusiv de inerția termică a cuptorului și constituind constante ale instalației, asupra căreia reglarea nu mai poate, practic, interveni.

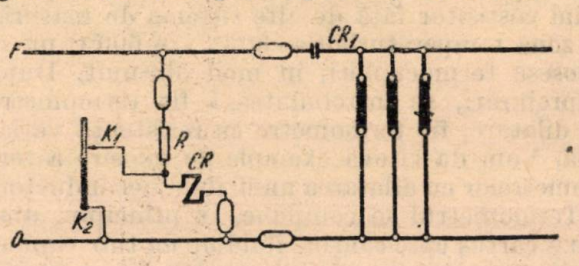


Fig. 9. Schema de reglare cu termometru cu mercur.

Termometrul cu mercur este foarte sensibil la șocuri și cere o exploatare foarte atentă, ca și contactorul său. De aceea nu se folosește decît la cuptoare cu limite de reglare foarte strînse. Cum limitele depind de mărimea (puterea) cuptorului, termometrele cu mercur se folosesc numai la cuptoare mici (sub 6 kW), la cele mari sensibilitatea lor fiind nefolositoare.

IV. Schema reglării automate discontinui a unui focar consumînd combustibil lichid.

Pentru a se putea face o comparație între

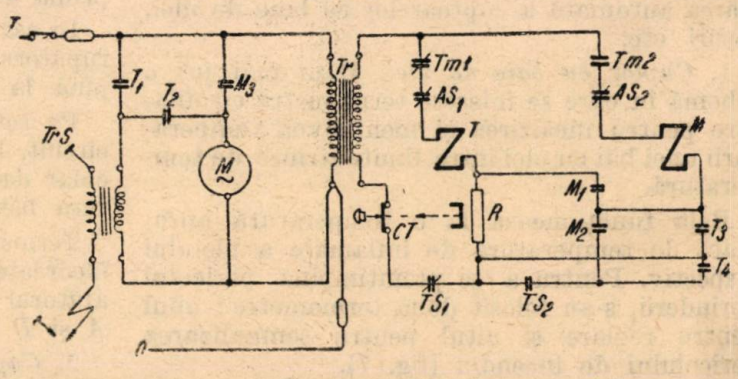


Fig. 10. Schema reglării automate discontinue a unui focar cu combustibil lichid

reglarea automată discontinuă a cuptoarelor electrice și a celor cu combustibil, vom arăta o schemă de comandă pentru reglarea automată discontinuă a unui focar cu combustibil lichid.

Focarul este pentru un calorifer cu apă caldă, iar combustibilul utilizat este „combustibil tip" pentru calorifer (fig. 10).

Programul dorit este:

1. Caloriferul rece, instalația de comandă legată la rețea, focarul este alimentat cu combustibil și aer și se amorsează o scînteie în jetul de combustibil.

2. După un timp dinainte stabilit, dacă flacăra nu s-a aprins, instalația este oprită automat. Ea nu mai poate fi pornită decît după ce s-a acționat, la tabloul de comandă, asupra butonului de deblocare și numai după scurgerea unui anume timp (circa două minute) de la oprire.

Acest timp este necesar evacuării, prin tiraj natural, a gazelor combustibile (eventual explozibile) formate în focar și neconsumate de flacără.

3. Dacă flacăra s-a aprins dar coșul nu se încălzește (canalul de fum este astupat) sau se supraîncălzește (coșul a luat foc) instalația este oprită. Se repetă automat comanda, după ce instalația a revenit în situația inițială.

4. După ce flacăra s-a aprins și coșul s-a încălzit normal, scînteia din focar se stinge.

5. Cînd apa (mediul de încălzire) a atins temperatura limită superioară, instalația este oprită.

6. Cînd apa s-a răcit pînă la temperatura limită inferioară, instalația repetă comanda, în condițiile arătate mai sus.

7. Circuitele de comandă vor fi alimentate sub tensiunea de 24 V (curent de siguranță), pentru a se evita electrocutările.

Pentru realizarea programului expus, instalația este echipată cu următorul aparataj:

a) pompă volumetrică de combustibil, cu injector și supapă de descărcare (by pass);

b) ventilator de joasă presiune (circa 150 mm) *CA*;

c) electromotor de acționare (comun primelor două aparate, în general) *M*;

d) bujie de aprindere;

e) transformator de înaltă tensiune, pentru alimentarea bujiei, *Tr S*;

f) termostatul cu bimetal pentru comanda anclanșării și declanșării, curent numit „aquastat", *As*;

g) termostatul din canalul de fum, *Tm*, care declanșează la reaprinderea flacării și stinge scînteia, la mersul normal;

h) termostatul de siguranță din coș, *Ts*;

i) cutia cu relee, conținînd:

— contactorul motorului și transformatorului de aprindere, *T*;

— contactorul motorului, *M*;

— releul de timp, *CT*, cu bimetal încălzit indirect de rezistența ohmică *R*, cu blocare automată a contactului;

— transformatorul de alimentare a circuitului de comandă, *Tr*.

Din cele de mai sus și din simpla comparare a schemelor din fig. 2 și 10 se vede cît de complicată este reglarea discontinuă a cuptoarelor cu flacăre față de cea a cuptoarelor cu rezistențe ohmice și cîte condiții trebuie îndeplinite pentru a o face posibilă.

V. Concluzii

Am arătat scheme de reglare automată a cuptoarelor electrice precum și o schemă de reglare automată a unui focar cu flacăre. Vom examina, comparativ, condițiile cerute de cele două sisteme de încălzire pentru a îngădui o funcționare automată.

1. *Aprinderea* unui focar cere o serie de condiții ca: pornirea alimentatoarelor (în cazul studiat, pompelor de combustibil și de aer), amorsarea unei scîntei, aprinderea propriu zisă, precum și toate măsurile de siguranță contra neîndeplinirii corecte a minimum uneia dintre condițiile arătate.

Cuptoarele electrice nu au o „aprindere" propriu zisă. Legate la rețea, ele încep să se încălzească.

2. *Măsurarea temperaturii* cuptoarelor electrice, precum și a celor cu flacăre, se face cu aceleași aparate. Condițiile în care se face această măsurare, însă, sînt complet diferite.

Flacăra este întotdeauna în mișcare, mișcare, dorită și provocată artificial chiar (turbionare). Cu cît flacăra este mai agitată, cu atît randamentul încălzirii este mai mare, dar și temperatura din punctul sensibil al termometrului mai variabilă. Dacă turbionarea flacării este foarte puternică, variațiile de temperatură sînt foarte rapide și se asigură o temperatură medie relativ uniformă. Totul are însă o limită, fiindcă o turbionare violentă presupune un tiraj puternic, adică încălzire neuniformă a spațiului util (gazele sînt trase în coș) și un scăzut randament termic.

Cuptoarele electrice asigură, în spațiul lor util, aceleași temperaturi, în aceleași condiții.

Deci, măsurarea temperaturii spațiului util se face mult mai fidel și mai comod la cuptoarele electrice decît la cele cu flacără.

3. *Încălzirea* cuptoarelor cu flacără depinde, înafara comenzilor primite, de:

— diferența de temperatură dintre camera în care se află focarul și vîrful coșului;

— presiunea barometrică;

— umiditatea atmosferei;

— calitatea combustibilului;

— starea alimentatoarelor, a canalelor de fum și a cuptorului, în general;

— poziția încărcăturii față de orificiile de ieșire a flacării, putîndu-se merge pînă la stingerea flacării; cuptoarele electrice se încălzesc întotdeauna, la aceleași comenzi, în aceleași condiții.

4. *Răcirea* cuptoarelor cu flacără depinde de aceiași parametri ca și încălzirea lor.

Cuptoarele electrice se răcesc întotdeauna în aceleaşi condiţii. Temperatura camerei în care se află cuptorul influenţează într-o măsură foarte mică.

5. *Inertia termică* a cuptoarelor cu flacără nu este o constantă. Ea depinde, într-o măsură foarte mare, de toţi factorii arătaţi la „încălzire", unul singur dintre ei putînd-o face să varieze de la simplu la dublu.

Cuptoarele electrice au întotdeauna, la aceeaşi încărcătură, aceeaşi inerţie termică.

Din cele de mai sus se vede superioritatea netă a cuptoarelor electrice asupra celor cu flacără, în ceea ce privesc condiţiile cerute de o corectă reglare automată.

Am arătat, la început, că încălzirea electrică mai are foarte multe alte avantaje asupra încălzirii cu flacără : nu introduce noi componenţi în şarje, nu are (teoretic) un prag superior al temperaturilor utile, nu introduc gaze în spaţiul util, nu are nevoie de coş, rezervoare, canale, cuptoarele sînt foarte curate etc. Toate aceste avantaje au făcut ca ea să se extindă din ce în ce mai mult şi în domenii în care nu este cerută neapărat de procesul tehnologic respectiv, cu tot costul ridicat al energiei electrice faţă de arderea directă.

In cele de mai sus am căutat să dăm numai cîteva exemple de reglare automată discontinuă a cuptoarelor electrice cu rezistenţă ohmică. Subiectul este departe de a fi epuizat. La fiecare proces tehnologic nou, vor apare alte nevoi, cărora le vor răspunde alte scheme.

★

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ПРЕРЫВИСТОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ В ЭЛЕКТРОПЕЧАХ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Резюме

Предлагаются ряд схем автоматического прерывистого регулирования температуры в электропечах, после чего дается для сравнения и схема управления печи на жидком топливе. Выводятся полезные для практики заключения.

Proiectarea instalaţiilor cu lămpi pentru radiaţii infraroşii

Ing. A. ROTH şi *ing. A. BERMAN*
Laureat al premiului de Stat

621.369.6.001.13
621.326.78 :535.61-15

Se expune o metodă originală pentru calcularea temperaturii corpurilor în cursul încălzirii lor cu radiaţii infraroşii şi pentru determinarea aşezării lămpilor infraroşii în instalaţii. Se deduc formulele de calcul, se dau diagramele necesare, [ce] indică succesiunea calculului şi un exemplu numeric.

In urma introducerii în industrie a tehnicii noi de uscare şi încălzire cu lămpi pentru radiaţii infraroşii este necesar să se pună la îndemîna proiectanţilor o metodă de calcul pe baza căreia să se poată dimensiona instalaţii cu randamente optime.

In cele ce urmează se expune o metodă pentru dimensionarea acestor instalaţii, metodă cu ajutorul căreia se poate ajunge — pornind de la unele măsurători ale încălzirii corpului — la stabilirea caracteristicilor instalaţiei (definite în Electrotehnica nr. 6/1955 pag. 235) necesare pentru realizarea încălzirii dorite.

Regimul de încălzire al corpurilor expuse unei iradiaţii uniforme.

1. *Bilanţul energetic.* Prin absorbţia unei părţi din radiaţiile incidente, în corpul iradiat se produce o cantitate de căldură echivalentă acestei absorbţii. Bilanţul energetic al încălzirii unui corp sub influenţa radiaţiilor se exprimă prin relaţia :

$$Q_a = Q_T + Q_p \qquad (1)$$

Q_a fiind căldura absorbită de corp, Q_T cea folosită pentru ridicarea temperaturii corpului, iar Q_p căldura pierdută în corp.

Deoarece tratarea teoretică riguroasă şi generală a fenomenului de încălzire prin radiaţii nu este posibilă, pentru stabilirea expresiilor care descriu fenomenul am recurs la unele ipoteze simplificatoare. Măsurătorile efectuate au arătat că rezultatele obţinute prin calcul concordă cu cele experimentale.

Ipotezele făcute sînt următoarele :

a) corpul încălzit are una dintre dimensiuni foarte mică faţă de celelalte două, deci se prezintă sub formă de tablă, foaie, pînză continuă etc. ;

b) uniformitatea distribuţiei iradiaţiei este mare ;

c) pierderile de căldură pe marginile corpului sînt neglijabile faţă de acelea de pe feţele lui ;

d) corpul se încălzeşte numai la temperaturi la care pierderile de căldură prin radiaţie sînt neglijabile ;

încît uniformitatea iradiației să fie mare. In acest caz se poate scrie :

$$I_{ef} \approx I_{med}.$$

Calculînd $I_i = f(s)$ cu ajutorul ecuației (18) pentru diferite valori h și d se constată că perechile de valori d și h care asigură uniformitatea

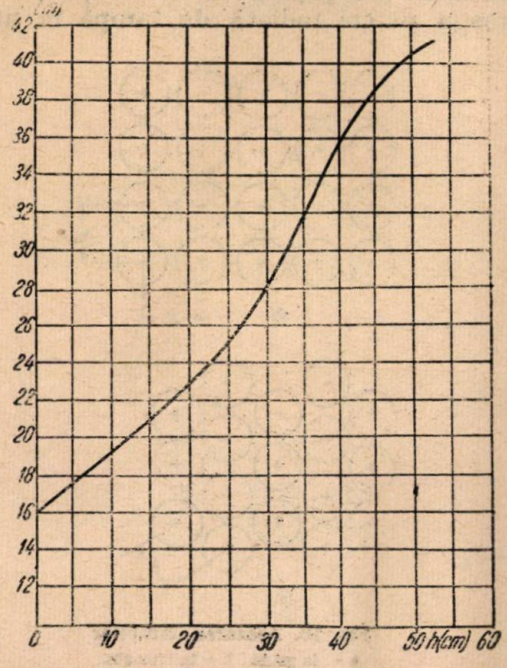


Fig. 7. Curba perechilor d și h care asigură uniformitate maximă iradiației în cazul unui șir de lămpi alăturate.

maximă a iradiației I, sînt cele corespunzătoare curbei din fig. 7.

Trasînd curbele $I_{med} = f(d)$ cu h ca parametru și reprezentînd pe aceeași diagramă și curba corespunzătoare uniformității maxime din fig. 7, se obține diagrama din fig. 8, cu ajutorul căreia se poate determina așezarea (d și h) lămpilor în așa fel încît $I_{ef} \approx I_{med}$.

5. *Modul de calcul.* In aceste condiții determinarea așezării lămpilor pentru a obține un anumit regim de încălzire se poate face în următoarele faze :

a) pe o probă luată din corpul de încălzit se determină constantele B și K (cap. I, pct. 5) ;

b) cunoscînd T_m dorit, se determină I necesar pentru a-l obține (ecuația 9, fig. 2) ;

c) cunoscînd curba dorită de creștere a temperaturii se determină I necesar în diferite momente (fig. 2) ;

d) cunoscînd viteza mișcării relative a corpului față de lămpi se determină porțiunile de bandă corespunzătoare diferitelor iradiații ;

e) așezarea lămpilor în diferitele porțiuni ale benzii se determină apoi cu ajutorul fig. 8.

6. *Exemplu de calcul.* Materialul de încălzit este tablă de fier vopsită pe partea iradiată cu vopsea neagră mată. Luînd o probă din material și iradiind-o cu $I_0 = 0{,}3$ W/cm² se înregistrează temperaturile din tabela 3. Ținînd seamă că $T_a = 25$°C, se obțin $T - T_a$ corespunzătoare (curba din fig. 3).

Tabela 3

t (min)	T (°C)	$T - Ta$ (°C)
0	25	0
1	30,7	5,7
2	35,1	10,1
4	44,6	19,6
6	50,8	25,8
8	56,4	31,4
10	60,0	35,0
15	66,2	41,2
20	69,0	44,0
30	72,0	47,0
40	72,6	47,6

Se trasează tangentele la curba din fig. 3 în diverse puncte și, calculînd pantele acestor tangente, se obțin punctele figurate pe diagrama

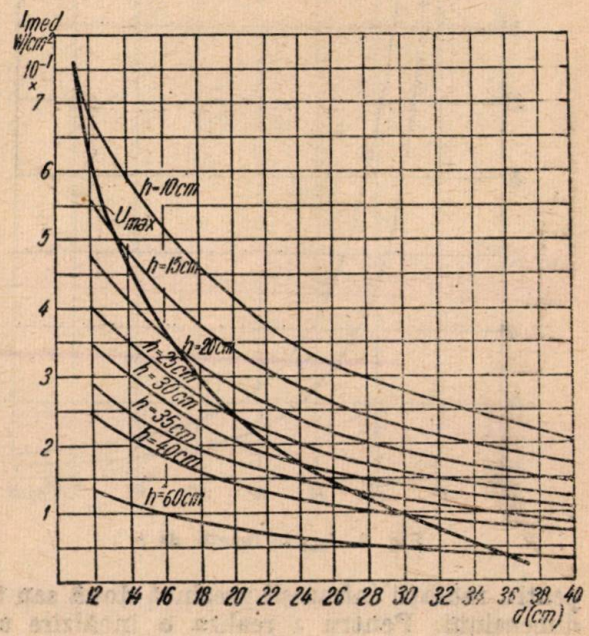


Fig. 8. I_{med} în funcție de d și h.

din fig. 4. Unind aceste puncte se obține dreapta din fig. 4 a cărei pantă este :

$$B = \frac{6{,}25}{47{,}8} = 0{,}13 \ (\text{min}^{-1}).$$

Ordonata la origine fiind $H = 6{,}25$ (°C/min) se obține :

$$K = \frac{H}{B \cdot I_0} = \frac{6{,}25}{0{,}13 \cdot 0{,}3} = 160 \ (°\text{C} \cdot \text{cm}^2/\text{W}).$$

Regimul de încălzire cere ca tabla să ajungă la 77°C în 15 minute, iar apoi să ajungă la temperatura de regim de 120°C. Pentru $t = 15$ min.

$Bt = 1{,}95$, iar (conform formulei 15 sau fig. 2)

$$I = \frac{T - T_a}{K(1 - e^{-Bt})} = 0{,}38 \text{ W/cm}^2.$$

Pentru $T = 120°C$ și $Bt = 4$, rezultă:

$$I = 0{,}6 \text{ W/cm}^2.$$

Viteza de înaintare a benzii fiind 0,1 m/min, $t = 15$ min corespunde cu $s = 1{,}5$ m. La începutul benzii, deci pe o lungime de 1,5 m, lămpile vor trebui așezate la $d = 15{,}5$ cm și $h = 19$ cm (cum rezultă pentru $I = 0{,}38$ W/cm² din fig. 8, iar în restul benzii la $d = 12{,}5$ cm (lămpile tangente) și $h = 14$ cm.

7. *Distribuția iradiației într-un cîmp de lămpi.* Majoritatea materialelor sau corpurilor care pot fi încălzite sau uscate în instalații cu lămpi

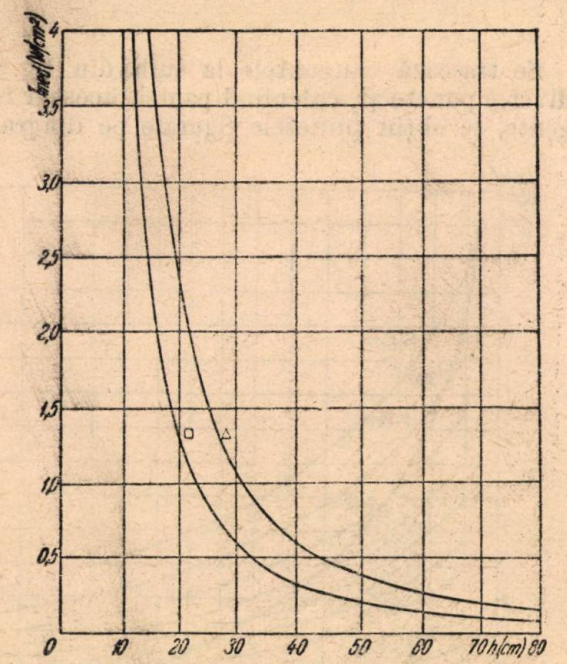


Fig. 9. I_{med} în funcție de h.

pentru radiații infraroșii prezintă două sau trei dimensiuni. Pentru a realiza o încălzire uniformă este necesară realizarea unei iradiații uniforme. Iradiația uniformă se realizează în cazul lămpilor așezate în panou, dacă între h și d există relația

$$h = c \cdot d \qquad (20)$$

în care c este o constantă care depinde de construcția lămpii. Pentru lămpile fabricate în țară $c = 2$.

In toate cazurile în care există relația (20) deci o uniformitate mare a iradiației, se poate considera $I_{ef} \approx I_{med}$. In aceste cazuri I_{med} se exprimă:

$$I_{med\square} = \frac{128}{d^2} = \frac{512}{h^2} \qquad (21)$$

dacă lămpile sînt așezate în „patrat" (fig. 10, *a*) și prin

$$I_{med\Delta} = \frac{147{,}8}{d^2} = \frac{951{,}2}{h^2} \qquad (22)$$

dacă lămpile sînt așezate „în triunghi" (fig. 10, *b*).

Relațiile (21) și (22) sînt bazate pe ipoteza că întreaga putere radiată de lampă în unghiul

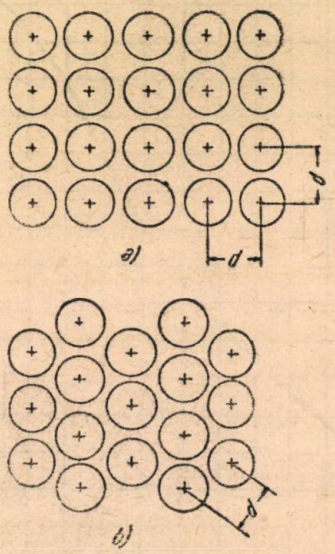


Fig. 10. Așezarea lămpilor:
a — în patrat; b — în triunghi.

solid util se regăsește pe suprafața d^2 respectiv 0,867 d^2 aferentă ei (în așezare în patrat respectiv în triunghi), adică pe faptul că lampa considerată este înconjurată din toate părțile de lămpi suficiente pentru ca pe suprafața aferentă ei să se completeze de la lămpile înconjurătoare întreaga putere pierdută de lampa considerată înafara suprafeței aferente ei.

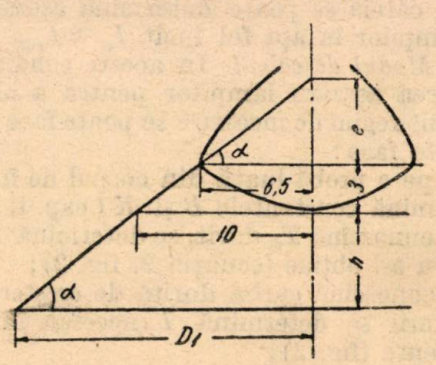


Fig. 11. Unghiul de ocrotire al lămpii infraroșii.

Ținînd seama de faptul că unghiul de ocrotire α rezultat din relația dintre elementele geometrice ale lămpii (fig. 11) este dat de relațiile:

$$6{,}5\,(e + 3) = 10 \cdot e$$

şi

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{e}{6{,}5} = 0{,}86 \qquad (23)$$

din fig. 11 rezultă că (21) şi (22) sînt valabile pentru orice punct din panou pentru care distanţa

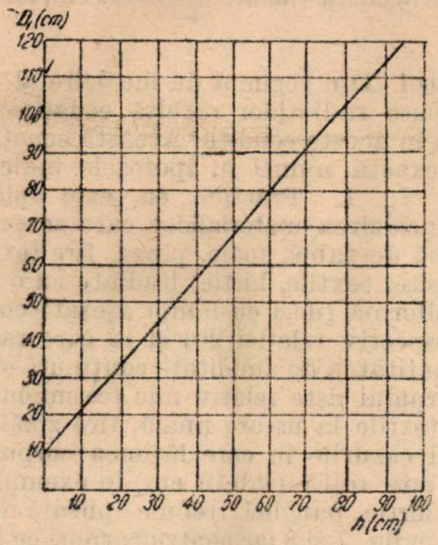


Fig. 12. D_1 în funcţie de h.

D_1 pînă la marginea cea mai apropiată a panoului de lămpi satisface relaţia :

$$d_1 \geqslant \frac{h + 8{,}6}{0{,}86}. \qquad (24)$$

Făcînd o secţiune printr-un panou de lămpi curba $I = f(x)$ are alura reprezentată punctat în fig. 13. Această alură poate fi înlocuită cu cea trasată plin în aceeaşi figură, considerînd scăderea de la distanţa $x = D_1$ ca fiind liniară. Punctul $I = 0$ [l-am] considerat la o distanţă a înafara axei primei lămpi în aşa fel încît :

$$a = \sqrt{D_1^2 - \left(\frac{d}{2}\right)^2} \qquad (25)$$

adică punctul $I = 0$ coincide cu cel de inter-

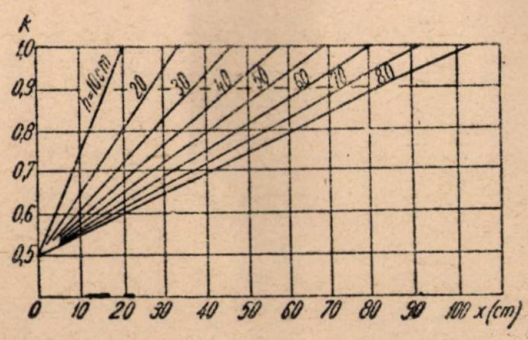


Fig. 14. k în fucnţie de x pentru diferite h.

secţie al cercurilor $I = 0$ rezultate din unghiul de ocrotire al lămpii (fig. 11 şi 13).

Din cele de mai sus rezultă că la o distanţă $x < D_1$

$$I_x = k \cdot I_{med}.$$

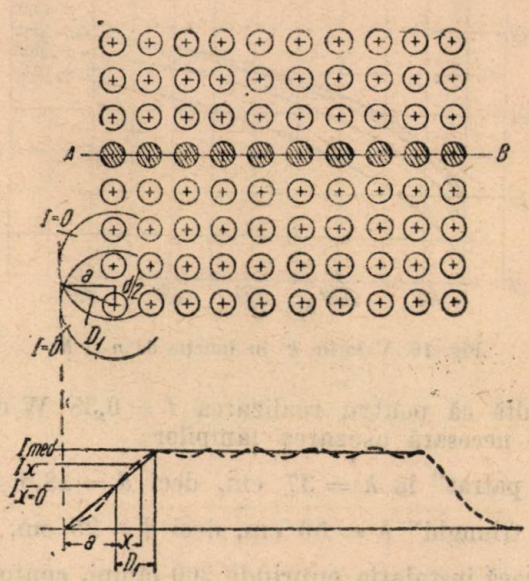


Fig. 13. Secţiune printr-un panou de lămpi.

în care (vezi fig. 14)

$$k = \frac{x + a}{D_1 + a}. \qquad (26)$$

Pentru întregul panou de lămpi I_{ef} este dat de relaţia :

$$I_{ef} = \frac{V}{A} = k' \cdot I_{med}$$

în care V reprezintă (fig. 15) volumul corpului format din prisma cu bază A (suprafaţa panoului de lămpi) şi înălţime $I_{x=0}$ şi al trunchiului de piramidă aşezat peste această prismă cu aceeaşi bază (mare) şi înălţime $I_{med} - I_{x=0}$.

Deoarece pentru un panou cu n lămpi

$$A = (\sqrt{n} - 1)^2 \cdot d^2 = (\sqrt{n} - 1)^2 \frac{h^2}{4}$$

rezultă

$$k' = 1 + \frac{8}{3} \cdot \frac{D_1^2}{(\sqrt{n} - 1)^2 h^2} - \frac{2 D_1}{(\sqrt{n} - 1) h}. \qquad (27)$$

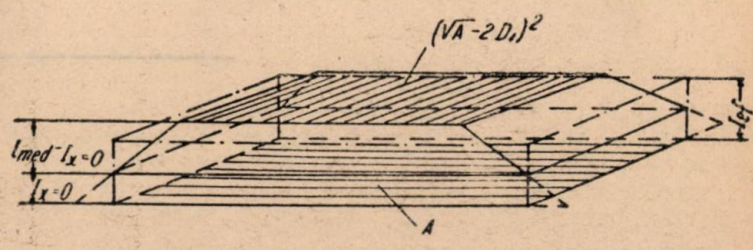


Fig. 15. Reprezentarea iradiţiei în panoul de lămpi.

Valorile k' pentru diferite valori h rezultă din fig. 16.

8. *Exemplu de calcul.* Reluînd exemplul de la punctul II, 6 din diagrama din fig. 9

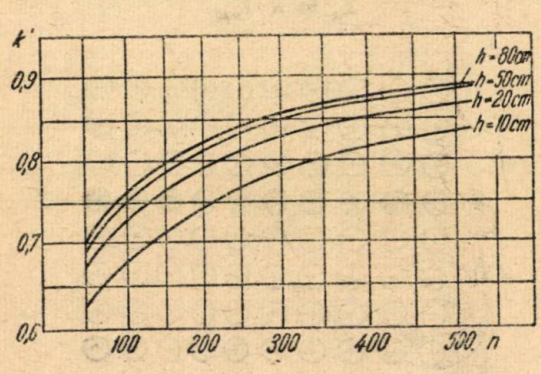


Fig. 16. Valorile k' în funcţie de n şi h.

rezultă că pentru realizarea $I = 0{,}38$ W/cm² este necesară aşezarea lămpilor :

„în patrat" la $h = 37$ cm, deci $d = 18{,}5$ cm

„în triunghi" $h = 50$ cm, deci $d = 25$ cm.

Dacă instalaţia cuprinde 200 lămpi, conform diagramei din fig. 16, $k' = 0{,}81$, deci

$$I_{ef} = 0{,}81 \cdot 0{,}38 = 0{,}31 \text{ W/cm}^2.$$

Pentru a readuce I_{ef} la 0,38 W/cm², în diagrama din fig. 9 trebuie căutat h corespunzător valorii

$$I_{med} = \frac{0{,}38}{0{,}81} = 0{,}47 \text{ W/cm}^2.$$

Pentru această valoare $h_{\square} = 34$ cm, iar $h_{\Delta} = 46$ cm.

Concluzii. Din regimul de încălzire al corpurilor supuse radiaţiilor rezultă ecuaţia (15) a încălzirii în aceste condiţii. Această ecuaţie este riguros exactă numai în ipotezele indicate la punctul I, 1. Practic, ea este aplicabilă pentru încălzirea materialelor care se prezintă sub formă de tablă, foaie, pînză, fire (exemplu tole vopsite, textile, hîrtie) iradiate cu o distribuţie uniformă (deci cu lămpi aşezate conform fig. 8 respectiv relaţiei 20) şi la care raportul dintre cantitatea de umiditate conţinută şi greutatea corpului este relativ mic (exemplu tablă lăcuită, textile la uscare finală, fire zmălţuite).

Pentru cazurile în care lăţimea corpului de încălzit este mică (sub 10 cm) de exemplu fire, benzi de hîrtie, panglici, trebuie aplicată metoda indicată în fig. 7 şi 8 iar pentru corpuri cu lăţime mai mare (tablă lăcuită, textile etc.) se aplică metoda indicată în fig. 9 şi 16.

★

ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТАНОВОК С ИНФРАКРАСНЫМИ ЛАМПАМИ

Резюме

Излагается оригинальный метод для расчета температуры тел в течении их нагрева инфракрасными лучами и по определению расположения инфракрасных ламп в установке. Выводятся расчетные формулы, даются необходимые диаграммы, указывается порядок расчета и дается численный пример.

Cîteva aspecte actuale ale televiziunii

Conf. ing. M. BUBULAC

621.397.5

Se face o sinteză a realizărilor obținute în televiziune. Se arată bazele ei fizice, după care se analizează relația dintre numărul de linii și calitatea imaginii. Se tratează apoi despre frecvențele alocate emisiunilor de televiziune, reluarea programelor. Se arată posibilitățile de realizare a telespectacolelor, a schimburilor internaționale de programe.

Anunțarea publică a realizării primului post experimental de radioteleviziune romînesc și a începerii emisiunilor sale experimentale, a îndreptat atenția unor mase largi către problemele de televiziune. Dacă bazele fizice și tehnice ale transmiterii imaginilor prin unde radioelectrice interesau pînă acum la noi numai o categorie restrînsă de oameni de cultură științifică și tehnică, astăzi oameni cu sau fără pregătire în domeniul radiotransmisiunilor sînt interesați să afle cît mai mult asupra posibilităților pe care le oferă tehnica radiotelevizionii, domeniu actualizat acum și în țara noastră.

In cei 25 de ani de funcționare în serviciu public, televiziunea s-a dovedit un excelent mijloc de informare și culturalizare. Realizarea primului emițător romînesc de televiziune trebuie privită dar nu numai ca o cucerire a științei și tehnicii romînești, ci și ca un răspuns care trebuie dat nevoilor culturale crescînde ale populației din țara noastră. Este adevărat că este vorba doar de un prim pas făcut care nu constituie în sine o rezolvare a acestor necesități dar este o etapă prin care inevitabil trebuia să trecem. Desigur că la noi, televiziunea, într-un prim stadiu, se va dezvolta mai greu avînd în vedere că prețul de cost al unui receptor de televiziune importat este foarte ridicat iar construirea în țară a unor asemenea receptoare nu ar reduce simțitor acest preț.

Cîteva specificații tehnice asupra stației experimentale, date publicității, au dat ocazia multora să se întrebe asupra performanțelor de care este capabilă o asemenea stație. Cele 325 de linii cu care este analizată imaginea sînt suficiente și cum se prezintă calitativ imaginea față de cea obținută în alte instalații care folosesc 625 sau 819 linii? Ce rază de acțiune poate avea postul nostru de 1 kW și care sînt puterile folosite la posturile moderne? Ce programe oferă acestea telespectatorilor și cum se transmit ele la distanțe mari cînd se știe că raza de acțiune a unui post de televiziune se întinde pînă la orizont? Căutînd să răspundem la aceste cîteva întrebări vom arăta totodată care sînt posibilitățile actuale ale televiziunii din aceste puncte de vedere. Vom începe printr-o scurtă prezentare a principiilor fizice pe care se bazează transmiterea imaginilor prin radio.

Deoarece vederea se bazează pe fenomene luminoase, este esențial ca un sistem radioelectric de transmitere a imaginilor să cuprindă la capătul de captare a imaginii un dispozitiv care transformă valorile luminoase ale diverselor puncte de pe imagini în valori corespunzătoare ale unei mărimi electrice, de exemplu valori de tensiune. Aceste valori care conțin „informația" despre imaginea transmisă modulează o undă purtătoare, de radiofrecvență, care vehiculează informația pînă la capătul receptor. Aici după suficientă amplificare, semnalul sosit este demodulat adică se extrage din el tot sub formă de tensiune variabilă, informația relativă la imagine. Lanțul de transmisie se termină printr-un dispozitiv care execută o transformare în sens invers celei de la emisie și anume transformă valorile de tensiune în valori de lumi nozitate reconstituind astfel imaginea optică captată la emisie.

Transformatorul electro-optic de la emisie este un tub special de tip Iconoscop — tubul analizor — iar cel de la recepție este un tub catodic — tubul Kinescop. Deoarece nu este posibil practic din cauza complexității sistemului să se transmită simultan informațiile despre luminozitatea tuturor punctelor care formează imaginea, acestea sînt transmise succesiv, explorînd sistematic punct cu punct imaginea captată.

La recepție, de asemenea reconstituirea imaginii se face tot punct cu punct în aceeași ordine de succesiune în care s-a procedat la emisie. Pentru a se obține vizual o impresie globală asupra imaginii, este necesar ca analizarea imaginii cît și reconstituirea ei să se facă într-un timp foarte scurt, folosind fenomenul de inerție al percepției vizuale. De asemenea pentru a se căpăta impresia de continuitate în vizionarea imaginilor de obiecte în mișcare, este necesar să se transmită și ochiul să primească cel puțin 16 imagini pe secundă. La o asemenea frecvență de repetiție se prezintă însă un fenomen supărător de pîlpîire a imaginii care dispare cînd frecvența se mărește la peste 30 imagini/secundă. Modul universal adoptat pentru executarea analizării respectiv a reconstituirii imaginii este asemănător cu cel în care raza vizuală explorează suprafața unei pagini scrise cînd cetim un text.

Deci, atît agentul analizor la emisie cît şi cel care reconstruieşte imaginea la recepţie explorează suprafaţa imaginii parcurgînd un drum în zig-zag de la stînga la dreapta rapid şi simultan un drum de sus în jos mai lent. Imaginea este măturată după nişte linii aproximativ orizontale aşezate una sub alta la distanţe egale. Pentru ca imaginea oferită la recepţie să conţină cît mai multe detalii trebuie ca ea să fie reconstituită din elemente cît mai reduse ca dimensiuni, cu alte cuvinte elementul care execută explorarea să fie cît mai redus ceea ce cere un număr mai mare de linii care să măture suprafaţa imaginii. Cu cît numărul de elemente în care este descompusă imaginea este mai mare, cu atît semnalul electric care traduce în valori de tensiune variaţiile de luminozitate de la un element la altul are variaţii mai rapide, dacă considerăm că timpul în care se explorează imaginea este acelaşi.

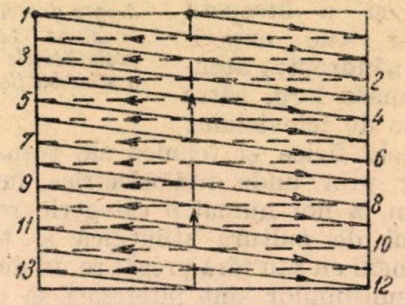
In instalaţiile actuale acest semnal cuprinde frecvenţe care se întind de la O Hz la 4 sau 6 MHz pentru televiziunea în alb-negru. Se vede că spre deosebire de situaţia întîlnită în radiodifuziune, unde cele mai înalte sunete transmise sînt de 10 sau 12 kHz frecvenţă şi conduc la un spectru de frecvenţe de modulaţie de o lărgime corespunzătoare, adică aproximativ 12 kHz, în televiziune spectrul frecvenţelor de modulaţie este mult mai întins şi anume de aproximativ 300 de ori. In consecinţă o emisiune de televiziune ocupă aproximativ tot atît din spectrul de frecvenţe radio cît 300 de staţii de radiodifuziune.

Pentru acest motiv şi pentru că funcţionarea eficientă a lanţului de transmitere care foloseşte circuite selective cere ca frecvenţa undei purtătoare să fie cel puţin de 10 ori mai mare ca frecvenţa maximă de modulaţie, rezultă că emisiunile de televiziune trebuie să se facă în domeniul frecvenţelor mai mari ca 40 MHz adică în gama de frecvenţe foarte înalte şi ultraînalte.

Relaţia dintre numărul de linii şi calitatea imaginii

Normele după care se face deplasarea elementului care analizează imaginea, sensul variaţiei amplitudinii undei purtătoare cînd se trece de la alb la negru, polarizarea undelor electromagnetice radiate, forma semnalelor de sincronizare care asigură sincronismul perfect între mişcarea agentului analizor de la emisie şi a agentului explorator de la recepţie, sînt în general diferite de la ţară la ţară, ele reprezentînd rezultatele unor cercetări duse independent de laboratoarele diferitelor ţări. Dintre aceste mărimi standardizate cea care se reflectă în modul cel mai direct asupra calităţii imaginii este numărul de linii de analizare a imaginii. In instalaţiile moderne cîmpul unei imagini este explorat complet în 1/25 s. La 25 de imagini pe secundă fenomenul de pîlpîire fiind încă supărător se procedează la un artificiu care elimină acest neajuns fără să mărească numărul de imagini explorate pe secundă. Se realizează o explorare întreţesută în care o imagine este explorată complet tot în 1/25 s dar în două etape care durează fiecare 1/50 s şi anume o dată după liniile impare 1, 3, 5, 7 etc. şi a doua oară după liniile pare 2, 4, 6 etc. ale mişcării de explorare (fig. 1).

In acest mod fenomenul de pîlpîire este deplasat de la scara de dimensiuni a imaginii la



Filg 1. Explorare întreţesută.

scara de dimensiuni a unei linii ceea ce nu mai este supărător nemai fiind sezisabil de ochi care primeşte 50 de impresii globale pe secundă frecvenţă pentru care pîlpîirea dispare. In privinţa numărului de linii de analizare există o concepţie eronată care are o mare răspîndire şi anume că cu cît numărul de linii este mai mare, cu atît calitatea imaginii este mai bună. Acest lucru este adevărat numai în parte şi creditul care se acordă acestei opinii îşi are originea în începuturile televiziunii. Este adevărat că în 1929 cînd primele emisiuni regulate se făceau cu 30 de linii pe imagine, calitatea acesteia era destul de grosolană şi că trecerea ulterior la 60 şi 180 de linii a reprezentat o îmbunătăţire considerabilă; însă nu trebuie exagerat şi să se considere numărul de linii ca o unitate de bază în televiziune, pentru măsurarea definirii imaginii. Numărul de linii determină definirea în sensul vertical însă nu şi în cel orizontal unde definirea este condiţionată de lăţimea de bandă transmisă.

Pentru lămurire să comparăm cum acţionează ochiul şi în paralel, un sistem de televiziune la cetirea unui text. Cînd cetim rîndurile unei cărţi, vedem conturul literelor foarte bine tăiat şi trecerea de la alb la negru făcîndu-se instantaneu, pentru că raza vizuală se deplasează cu o viteză redusă, circa 300—400 m/h. Fasciculul de explorare în televiziune se deplasează pe ecran cu o viteză mult mai mare, aproximativ 10 000 km/h şi pentru ca în această deplasare trecerea de la alb la negru să se facă instantaneu, trebuie ca fasciculul să fie modulat în intensitate de un semnal perfect dreptunghiular. Un asemenea semnal nu se poate obţine decît dacă sistemul este capabil să transmită un spectru de frecvenţe extins pînă la infinit.

Cum acest lucru nu este practic posibil, partea verticală a impulsului este puțin înclinată și trecerea de la alb la negru se face gradat într-un timp în care fasciculul parcurge o distanță oarecare. Ecranul de 20 cm lățime al unui receptor, se privește în mod normal de la 1 m distanță. La această distanță ochiul poate separa două puncte distanțate cu 0,25 mm aproximativ. Toate exigențele ar fi deci satisfăcute dacă trecerea de la alb la negru s-ar face pe distanța 0,25 mm. Să luăm de exemplu standardul de 405 linii în care o linie este parcursă în 83,5 μs și frecvența maximă de modulație transmisă este 2,7 MHz. La această lățime de bandă transmisă, se poate obține fără greutate la recepție ca trecerea de la alb la negru să se facă în 0,1 μs. In acest timp spotul s-a deplasat pe ecran cu 1/835 din lungimea unei linii adică aproximativ 0,25 mm și imaginea este netă. Dacă acum se dublează numărul de linii fără să se modifice lățimea de bandă transmisă, viteza de deplasare a spotului se va dubla și trecerea de la alb la negru se va face în 0,5 mm ceea ce nu este acceptabil pentru ochi. Dublînd numărul de linii s-a stricat deci definirea pe orizontală deși cea pe verticală s-a îmbunătățit.

Dacă se modifică sistemul pentru a putea transmite o bandă de două ori mai mare, adică 5,4 MHz se va putea realiza o trecere alb-negru în 0,05 μs adică pe distanța 0,25 mm realizată și mai înainte cu 405 linii și la o bandă pe jumătate, deci nici un cîștig suplimentar la definirea pe orizontală. Pentru a se obține aceeași îmbunătățire în definirea pe orizontală ca și pe verticală, ar trebui lărgită banda transmisă nu de două ori ci de patru ori adică să se ajungă la 10,8 MHz. A transmite o bandă atît de largă implică o scumpire considerabilă a instalației atît la emisie cît și la recepție, ceea ce este nerațional.

Făcînd prin urmare o balanță între satisfacerea exigențelor ochiului telespectatorului și spectrul de frecvență ocupat (cu consecință directă asupra prețului aparaturii) se constată că soluția optimă pentru situația actuală se găsește în regiunea 400—500 linii pe imagine.

Un număr mai mare de linii nu îmbunătățește calitatea imaginii decît cu prețul măririi disproporționate a lățimii de bandă. Se vede deci că nu este o mare diferență calitativă între imaginea bazată pe standardul de 405 linii și 2,7 MHz lățime de bandă și cea bazată, de exemplu, pe standardul de 625 linii și 4,5 MHz lățime de bandă.

Viitoarea noastră stație de televiziune va lucra pe baza standardului de 625 linii, cu explorare întrețesută și va reprezenta în mod sigur o îmbunătățire în calitatea imaginii în comparație cu cea obținută la actuala instalație experimentală cu 325 linii și explorare simplă; în primul rînd structura liniformă a imaginii nu va mai fi vizibilă.

Frecvențele alocate emisiunilor de televiziune

Prin convenții internaționale, s-au alocat emisiunilor de televiziune, benzi de frecvențe speciale situate în domeniul frecvențelor foarte înalte (30 MHz — 300 MHz) și ultraînalte (300 MHz — 3 000 MHz). In prezent aceste benzi sînt :

Banda	I	41— 68 MHz
Banda	III	174—216 MHz
Banda	IV	470—585 MHz
Banda	V	610—960 MHz

Banda II 87,5—100 MHz este rezervată numai pentru radiodifuziune și este utilizată pentru modulația de frecvență.

Dintre cele patru benzi alocate televiziunii, banda I este folosită dar înmulțirea stațiilor de televiziune care deservesc o aceeași regiune necesită și folosirea altor benzi deoarece este o limită în numărul stațiilor care pot lucra în o singură bandă într-o regiune dată dacă vrem să evităm interferențele. In prezent, sînt utilizate pentru transmiterea directă către abonat benzile I și III ultima fiind mai puțin utilizată pînă în prezent în Europa. Benzile IV și V sînt utilizate în special pentru releierea programelor de televiziune în scopul deservirii unor regiuni cît mai întinse, problemă pe care o vom analiza mai departe.

Propagare — Zonă de serviciu — Puteri utilizate

Radiodifuziunea folosește frecvențe între 150 kHz și 30 MHz pentru modulația în amplitudine și banda II pentru modulația în frecvență. Propagarea la frecvențe mai mici ca 30 MHz este influențată în principal de proprietățile electrice ale pămîntului și de ionosferă, preponderența unuia sau celuilalt factor depinzînd de frecvența utilizată și de distanța considerată. Fenomenele de refracție a undelor în troposferă și relieful solului au importanță cu atît mai redusă cu cît frecvența este mai mică.

La frecvențe mai mari ca 30 MHz deci în domeniul utilizat de televiziune, situația este total schimbată. Proprietățile electrice ale solului nu mai au o mare importanță iar ionosfera nu influențează în nici un fel propagarea, fiind transparentă pentru aceste frecvențe. In schimb refracția undelor în troposferă și neregularitățile terenului au o importanță decisivă. Undele electromagnetice de aceste frecvențe capătă proprietăți optice de unde apare necesitatea concentrării energiei radiate prin antena emițătorului de televiziune într-un plan orizontal evitîndu-se radiația sub unghiuri de elevație mai mari ceea ce ar reprezenta energie pierdută pentru procesul transmisie.

Deoarece energia radiată se propagă aproximativ în linie dreaptă, curbura pămîntului introduce o limitare în distanța maximă la care se poate recepționa o emisiune de televiziune.

Această limită nu coincide cu orizontul optic datorită fenomenelor de refracție din troposferă. Neregularitățile terenului ca de exemplu un deal sau munte, acționează ca un ecran lăsînd în urma lui o zonă de umbră în care recepția nu este posibilă.

Referindu-ne la fig. 2 se vede că dintre cele două componente principale ale radiației, unda aeriană (cea reflectată de ionosferă) și cea terestră, este de considerat în televiziune numai cea din urmă, prima neintervenind datorită transparenței ionosferei la aceste frecvențe.

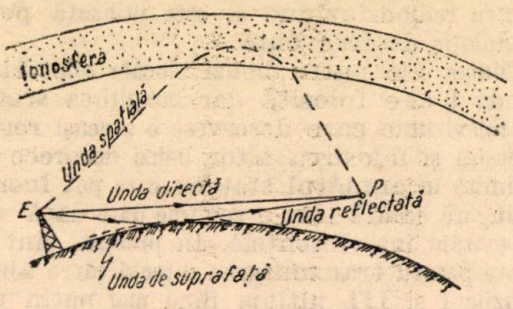


Fig. 2. Componentele radiației.

Pe figură sînt arătate cele trei componente ale undei terestre și anume : unda directă, unda reflectată de pămînt și unda de suprafață. Unda directă merge după un traiect aproximativ în linie dreaptă pînă la punctul de recepție R. Unda reflectată este reflectată de pămînt atingînd pămîntul la o distanță astfel ca după reflecție să întîlnească antena de recepție, unda de suprafață rezultă din difracția undelor la zona de separație pămînt aer ; ea este importantă la frecvențele obișnuite din radiodifuziune, dar la frecvențele utilizate în televiziune este rapid atenuată cu distanța și nu intervine.

Dacă mediul prin care se propagă undele este uniform, adică indicele de refracție nu variază în spațiu, atunci viteza de propagare a undelor este constantă și radiația se face după linii drepte. Intensitatea cîmpului în punctul de recepție are atunci valoarea :

$$E = \frac{90\sqrt{P}h_e h_r}{\lambda d^2} C \ [\mathrm{V/m}] \qquad (1)$$

unde toate lungimile sînt în metri. P este puterea efectivă radiată (p. e. r.) în kW, adică puterea reală multiplicată cu cîștigul antenei de emisie considerat față de dipolul de lungime $\frac{\lambda}{2}$. Factorul C este mai mic decît 1 și ține seama de curbura pămîntului; el este independent de frecvență dar descrește cînd crește distanța, h_e și h_r sînt înălțimile deasupra terenului, la care se găsesc respectiv antena de emisie și cea de recepție, iar d este distanța care separă cele două antene. Formula este dedusă prin însemnarea vectorilor de cîmp datoriți undei directe și celei reflectate. Ea este valabilă pentru situațiile în care h_e și h_r sînt cel puțin cîteva lungimi de undă iar $d \gg (h_e + h_r)$ condiții realizate totdeauna în televiziune și în ipoteza că suprafața pămîntului este sferică și netedă. Examinarea formulei arată că E este proporțional cu $\frac{1}{\lambda}$ deci cu frecvența și apare avantajos ca televiziunea să folosească frecvențe cît mai mari. Măsurătorile experimentale au arătat însă că această concluzie teoretică nu este valabilă cînd propagarea se face deasupra unui teren accidentat ceea ce este aproape totdeauna cazul. In deducerea formulei (1) s-a considerat posibil un singur traiect de undă reflectată datorită ipotezei suprafeței netede. Cînd suprafața este accidentată sînt posibile traiecte multiple de unde reflectate, cu atît mai multe cu cît frecvența este mai mare pentru că se cere o suprafață relativ mai mică pentru a produce reflexia. In plus, cînd se iau în considerare traiectele multiple ale undei reflectate, h_e și h_r nu au valori unice cum rezultă din fig. 3.

Înălțimile h_e și h_r care trebuie considerate sînt diferite după cum reflexia se face în punctul 1 sau 2. Nu este posibil practic să se predetermine cu exactitate valoarea cîmpului pe baza formulei (1). Situația devine mai complicată dacă se ține seama că în realitate mediul în care are loc propagarea nu este uniform. In troposferă, presiunea parțială a aerului uscat și a vaporilor, în mod normal scade cu creștere altitudinii și ca urmare indicele de refracție scade și el. Deoarece viteza de propagare a undelor electromagnetice variază invers pro-

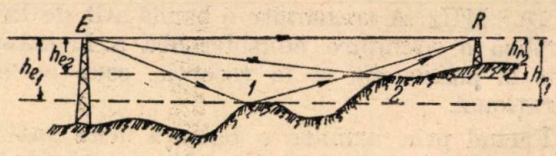


Fig. 3. Propagarea peste un teren accidentat.

porțional cu indicele de refracție al mediului, undele din atmosfera superioară se propagă mai repede decît cele din imediata vecinătate a pămîntului rezultînd o curbare spre pămînt a razei directe. Se obișnuiește ca în calcule să se ia în considerare „atmosfera standard" adică cea care reprezintă condițiile medii întîlnite la latitudinile mijlocii ale emisferei nordice.. Pentru atmosfera standard rezultă o curbură a razei directe care este mai mică decît a pămîntului ceea ce extinde orizontul optic și limitează raza de acțiune a unui post de televiziune un „orizont radioelectric".

In condițiile atmosferei standard temperatura aerului și variația concentrației de vapori de apă scad aproximativ liniar cu altitudinea pînă la cîteva mii de metri cum se arată în fig. 4.

Condițiile meteorologice fac uneori ca mase de aer cald să se deplaseze peste suprafețe

întinse de apă rece. Evaporarea care se produce la suprafaţa apei provoacă atunci o scădere a temperaturii şi o creştere a umidităţii într-o zonă din imediata vecinătate a apei. Această situaţie, ilustrată de curbele punctate din fig. 4,

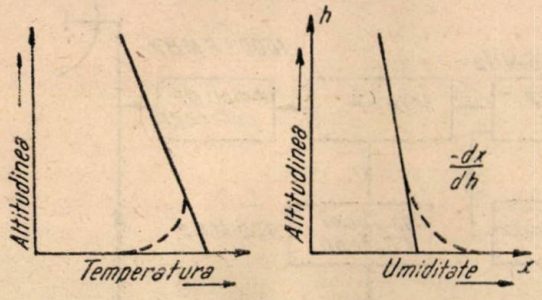


Fig. 4. Variaţia temperaturii şi a umidităţii cu altitudinea.

provoacă o mărire a refracţiei în troposferă într-o regiune care se extinde de la suprafaţă pînă la o înălţime care variază de la cîţiva metri la mai multe mii de metri. Cînd aceste abateri sînt foarte pronunţate, razele după care se face propagarea capătă o curbură care poate fi egală cu sau mai mare decît curbura pămîntului. In aceste condiţii, undele se pot propaga la distanţe foarte mari deoarece aşa cum rezultă teoretic, intensitatea cîmpului variază atunci invers proporţional nu cu pătratul distanţei ci simplu cu distanţa. Astfel se explică cazurile de recepţie la distanţe de mii de kilometri a programelor de televiziune despre care se raportează uneori în publicaţiile de specialitate. In modul acesta au fost recepţionate la Johannesburg acum doi ani emisiunile postului Alexandra Palace din Londra. Bineînţeles că aceste cazuri legate de condiţii atmosferice anormale sînt cu totul întîmplătoare şi nu reprezintă nici o promisiune pentru televiziunea la mare distanţă.

Tehnica actuală a receptorilor de televiziune cere pentru realizarea unui raport semnal-zgomot de 30 dB, ca receptorul să primească din antenă un semnal de ordinul 150 μV. In aceste condiţii se consideră azi că zona de serviciu a unui emiţător de televiziune este cea în care se poate asigura o intensitate a cîmpului radiat de cel puţin 100 μV/m. Suprafaţa acestei zone depinde de puterea postului, frecvenţa utilizată, forma terenului şi înălţimea antenelor de emisie şi recepţie. In mod cu totul aproximativ se poate spune că un post de 20 kW de exemplu, are o zonă de serviciu care se întinde pe o rază de circa 70 km. Evident că în regiunile cu perturbaţii intense de proveniență industrială este necesar un cîmp util mai ridicat 500 V/m sau chiar mai mult, pentru a asigura o recepţie bună a emisiilor de televiziune. Deoarece la emisie se folosesc întotdeauna antene cu o anumită caracteristică de directivitate, în funcţie de conturul regiunii care trebuie deservită, ceea ce interesează este puterea efectiv radiată (p.e.r). In funcţie de aceasta, emiţătorii de televiziune se pot împărţi azi în trei categorii: emiţători de mare putere, de ordinul 50—100 kW p.e.r. care deservesc regiuni întinse de pe teritoriul unei ţări, emiţători de putere medie 10—20 kW p.e.r. pentru deservirea unor regiuni de întinderea unei provincii şi posturi de mică putere de ordinul 1—5 kW p.e.r. destinate să acopere în bune condiţii suprafaţa unui oraş.

Releierea programelor de televiziune

Din cauza particularităţilor de propagare, la lungimile de undă folosite în televiziune, pentru acoperirea teritoriului unei ţări cu programe de televiziune, este în general necesar să se prevadă o reţea naţională de emiţători. O astfel de reţea trebuie organizată astfel încît să asigure recepţionarea unui semnal acceptabil în orice parte a teritoriului deservit. Aşa cum rezultă din serviciul reţelelor actuale, este de neevitat ca să existe totuşi suprafeţe apreciabile din teritoriu în care semnalul recepţionat este nesatisfăcător sau aproape inexistent mai ales pentru ţările cu un relief accidentat. Ţara noastră este în această privinţă favorizată de relief, lanţul muntos al Carpaţilor oferind prin poziţia sa centrală condiţii prielnice pentru realizarea unei scheme simple de reţea naţională de televiziune.

Pentru umplerea golurilor care apar în apropierea unui teritoriu este necesar ca înafară de posturile care formează reţeaua, să se introducă acolo unde este necesar, staţiuni care să capteze programul de televiziune al reţelei principale, să-l amplifice şi să-l retransmită pe teritoriul nedeservit de această reţea. Reradierea se poate face sau pe frecvenţa originală a emiţătorului din reţea, cînd postul secundar devine post „întăritor" sau pe o frecvenţă diferită cînd se numeşte post „satelit". Sînt principial trei forme de alimentare cu semnal a staţiei de retransmitere, după cum semnalul este primit de staţie prin cablu de radiofrecvenţă, prin staţii radioreleu sau prin recepţionarea directă de la emiţătorul principal.

Releierea prin cablu de radiofrecvenţă. Soluţia transmiterii prin cablu de radiofrecvenţă a programelor de televiziune pînă la un emiţător secundar este practicată de mult timp. Necesitatea instalării unui cablu de radiofrecvenţă capabil să transmită o bandă largă de frecvenţe video, pe distanţe de sute de kilometri cu staţii repetoare din loc în loc, reprezintă o problemă tehnică dificilă. Totuşi aceasta a fost singura soluţie practic posibilă pînă acum 10—15 ani. In prezent radioreleul este concurentul cablului de radiofrecvenţă.

Releierea prin staţii radioreleu. Domeniul frecvenţelor ultraînalte s-a dezvoltat prodigios în ultimii 15 ani. Unul din numeroasele rezultate

ale eforturilor întreprinse este realizarea radioreleelor pe unde decimetrice şi centimetrice. Concepute iniţial pentru comunicaţii telefonice multiple, radioreleele s-au dovedit foarte potrivite pentru releierea programelor de televiziune pe distanţe mari. De-a lungul traseului pe care trebuie realizată legătura se instalează asemenea staţii la distanţe de ordinul 50—80 km, aşa fel încît să existe aproximativ vizibilitatea directă între două staţii consecutive. Lungimile de undă folosite trebuie să fie mai mari ca 5 cm pentru a evita absorbţia puternică exercitată de meteorii apoşi asupra undelor de lungime mai mică şi să fie mai mici ca un metru pentru că lăţimea de bandă transmisă este mare. Această lăţime de bandă face ca modulaţia utilizată în emiţătorii releului să fie de amplitudine sau de frecvenţă cu indice de modulaţie mică. Puterea cerută pentru emiţătorul releu este foarte redusă pentru că lungimea de undă foarte mică permite utilizarea unor antene cu mare directivitate de dimensiuni relativ reduse Cu astfel de antene cu cîştig mare şi folosind proprietăţile de protecţie contra paraziţilor oferite de modulaţia de frecvenţă, se poate realiza o transmisie cu un bun raport semnal/zgomot, folosind puteri de ordinul 1—10 W.

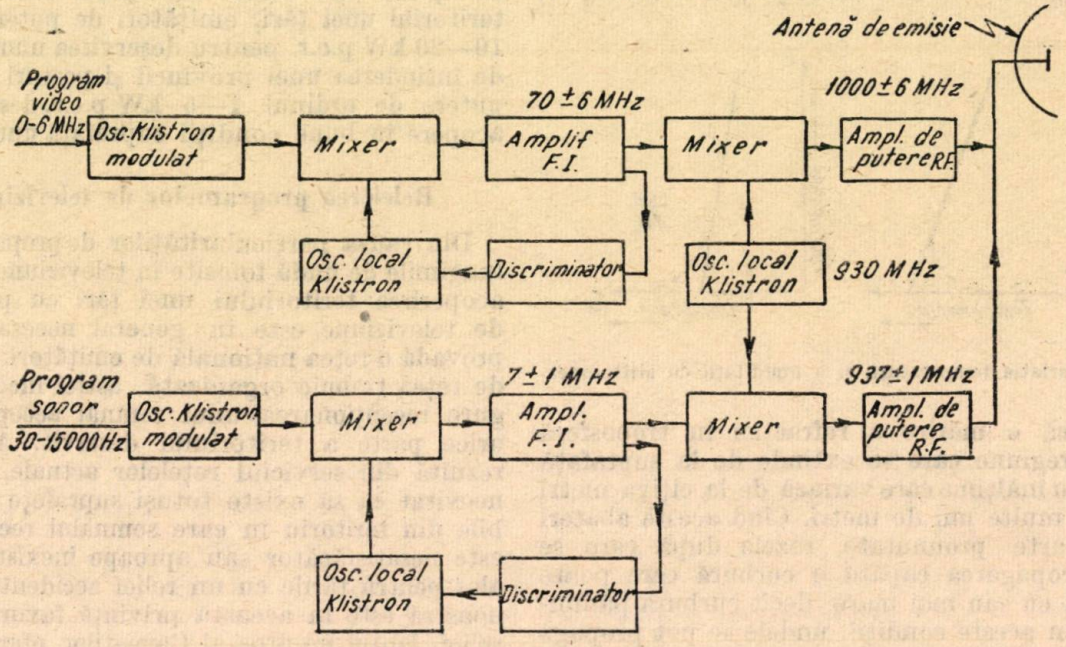


Fig. 5. Staţie de capăt la emisie.

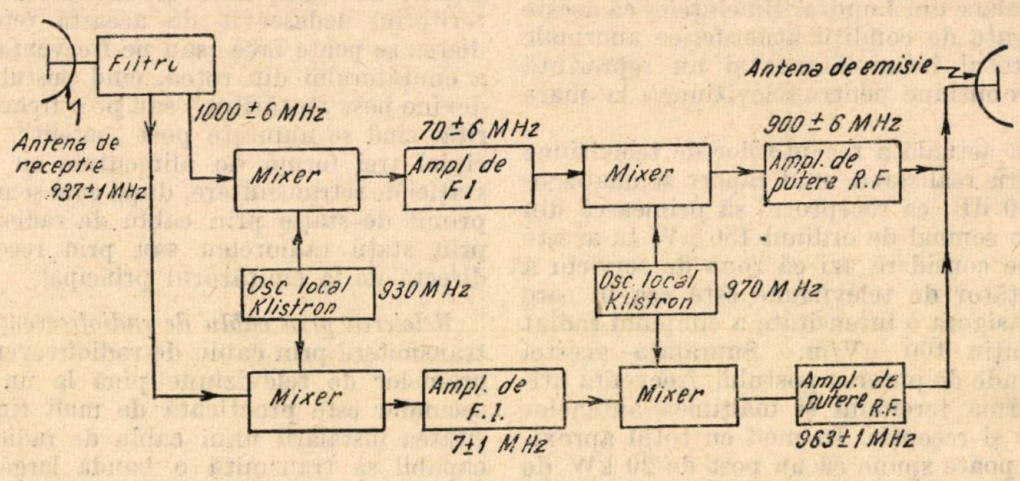


Fig. 6. Staţie intermediară.

Lanţul trebuie să conducă fără distorsionare semnalele de modulaţie corespunzătoare imaginii şi sunetului de la emiţătorul principal la cel secundar. Pentru aceasta el cuprinde trei tipuri de staţii: *a*) staţie de capăt la emisie, *b*) staţii intermediare şi *c*) staţie de capăt la recepţie. Un exemplu este arătat în fig. 5.

Staţia de capăt de la emisie (fig. 5) primeşte semnalele de modulaţie video şi sunet care modulează respectiv un emiţător de imagine şi unul de sunet. Semnalul video modulează în frecvenţă un oscilator echipat cu tub Klistron-reflex. Prin heterodinare cu un oscilator local, modulaţia este transpusă pe o frecvenţă purtătoare intermediară de 70 MHz, semnalul este

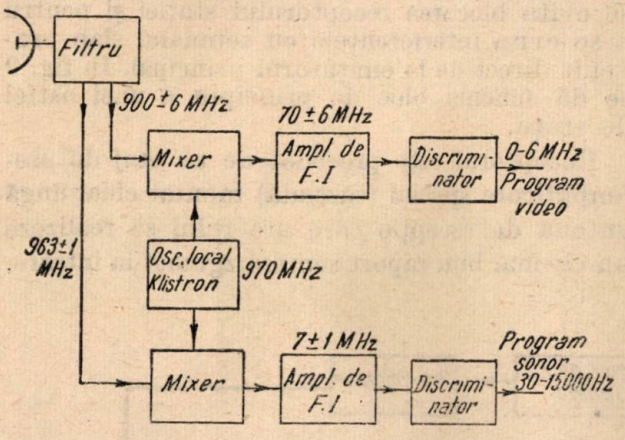


Fig. 7. Staţia de capăt la recepţie.

amplificat şi printr-o nouă heterodinare modulaţia este transpusă pe 1 000 MHz. Un dispozitiv de control automat de frecvenţă asigură constanţa frecvenţei purtătoare.

Emiţătorul de sunet este de concepţie similară şi semnalul programului sonor este radiat pe purtătoarea de 937 MHz după ce a fost în prealabil amplificat la frecvenţa purtătoare intermediară de 7 MHz.

Staţia intermediară (fig. 6) recepţionează programul de imagine pe 1 000 MHz, îl transpune pe frecvenţa intermediară de 70 MHz, semnalul este amplificat şi printr-o nouă heterodinare cu 970 MHz este transpus pe purtătoarea de 900 MHz diferită de cea recepţionată pentru a se evita reacţia şi este radiat mai departe. Programul sonor este recepţionat pe 937 MHz şi transpus prin heterodinare cu 930 MHz pe frecvenţa intermediară de 7 MHz şi după amplificare la această frecvenţă este radiat pe purtătoarea de 963 MHz prin heterodinarea cu oscilaţia locală de 970 MHz. Presupunînd că urmează acum staţia de capăt de la recepţie, (fig. 7) aceasta primeşte programul video pe 900 MHz şi prin heterodinarea cu oscilaţia locală de 970 MHz, îl transpune pe frecvenţa intermediară de 70 MHz.

După amplificarea la această frecvenţă, semnalul este demodulat în discriminator şi frecvenţele video obţinute sînt transmise la lanţul video al emiţătorului secundar. Programul sonor primit pe 963 MHz este şi el amplificat la frecvenţa intermediară de 7 MHz şi demodulat, frecvenţele audio obţinute fiind trimise la lanţul de audiofrecvenţă al emiţătorului secundar.

Exploatarea acestor lanţuri de radioreleu s-a dovedit uşoară şi sigură, dispozitivele de telecontrol, telemăsură şi telecomandă asociate, permiţînd funcţionarea staţiilor fără personal de exploatare.

In aşezarea staţiilor de-a lungul traseului, trebuie căutat ca prima zonă a lui Fresnel corespunzătoare traseului dintre antenele a două staţii succesive să fie complet degajată de orice obstacol. In acest fel se asigură undelor condiţiile de propagare din spaţiul liber. Referindu-ne la fig. 8 unde se arată relieful care se găseşte între capetele unei secţiuni a traseului total, E fiind antena de emisie şi R antena

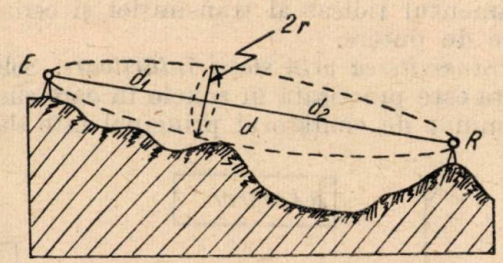


Fig. 8. Delimitarea primei zone a lui Fresnel.

de recepţie, se defineşte ca şi în optică, prima zonă a lui Fresnel ca fiind locul geometric al punctelor P care satisfac relaţia :

$$PE + PR = ER + \frac{\lambda}{2} \qquad (2)$$

λ fiind lungimea de undă a radiaţiilor emise de E. Acest loc geometric este un elipsoid de revoluţie cu focarele în E şi R. Se poate vedea uşor că o secţiune dreaptă în acest elipsoid, făcută la distanţa d_1 de emiţător şi d_2 de receptor este circulară şi are raza :

$$r = \sqrt{\frac{d_1 d_2 \lambda}{d_1 + d_2}}. \qquad (3)$$

In optică, se demonstrează că prima zonă a lui Fresnel este regiunea din spaţiu care contribuie în principal la propagarea undelor luminoase.

Dacă această zonă este liberă de orice obstacol, se realizează condiţiile de propagare din spaţiul liber. La fel în transmisia radiolectrică se caută ca această zonă să fie degajată şi în aceste condiţii între puterea recepţionată P_r şi cea emisă P_e există relaţia :

$$P_r = P_e\left(\frac{G_e \lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{1}{\lambda^2 \cdot d^2}\right) \qquad (4)$$

demonstrată pentru propagarea în spaţiul liber, relaţie în care : G_e şi G_r sînt respectiv cîştigul antenei de emisie şi de recepţie, λ este lungimea de undă folosită şi d distanţa între cele două antene. Pentru a degaja prima zonă a lui Fresnel este necesar ca antenele de emisie şi de recepţie să fie plasate la o înălţime mai mare decît cea

care asigură vizibilitate directă şi anume ele trebuie înălţate încă cu o distanţă egală aproximativ cu raza secţiunii drepte maxime a elipsoidului care defineşte prima zonă a lui Fresnel, adică cu $\sqrt{\frac{\lambda d}{4}}$ dedusă din (3) făcînd $d_1 = d_2 = \frac{d}{2}$.

Această supraînălţare rezultă cu atît mai mică cu cît λ este mai mic şi este mai uşor să se realizeze deci condiţiile propagării în spaţiul liber la lungimi de undă mici de unde rezultă randamentul ridicat al transmisiei şi cerinţele reduse de putere.

Retransmiterea prin staţii întăritoare. Soluţia aceasta este practicată în zonele în care cîmpul determinat de emiţătorul principal este slab şi bazată pe folosirea unui receptor de înaltă calitate pentru imagine şi pentru sunet iar semnalele de video frecvenţă şi de audio frecvenţă obţinute la ieşirea acestuia sînt folosite pentru modularea unui emiţător de imagine şi unul de sunet, ambii de mică putere. Reradierea se face în cele mai multe cazuri pe o frecvenţă diferită de cea a postului recepţionat pentru a se evita blocarea receptorului staţiei şi pentru a se evita interferenţele cu semnalul slab provenit direct de la emiţătorul principal. In fig. 9 se dă schema bloc de principiu a unei astfel de staţii.

Receptorul este precedat de un etaj de preamplificare special (cascadă) montat chiar lîngă antena de recepţie care are rolul să realizeze un cît mai bun raport semnal/zgomot la intrare.

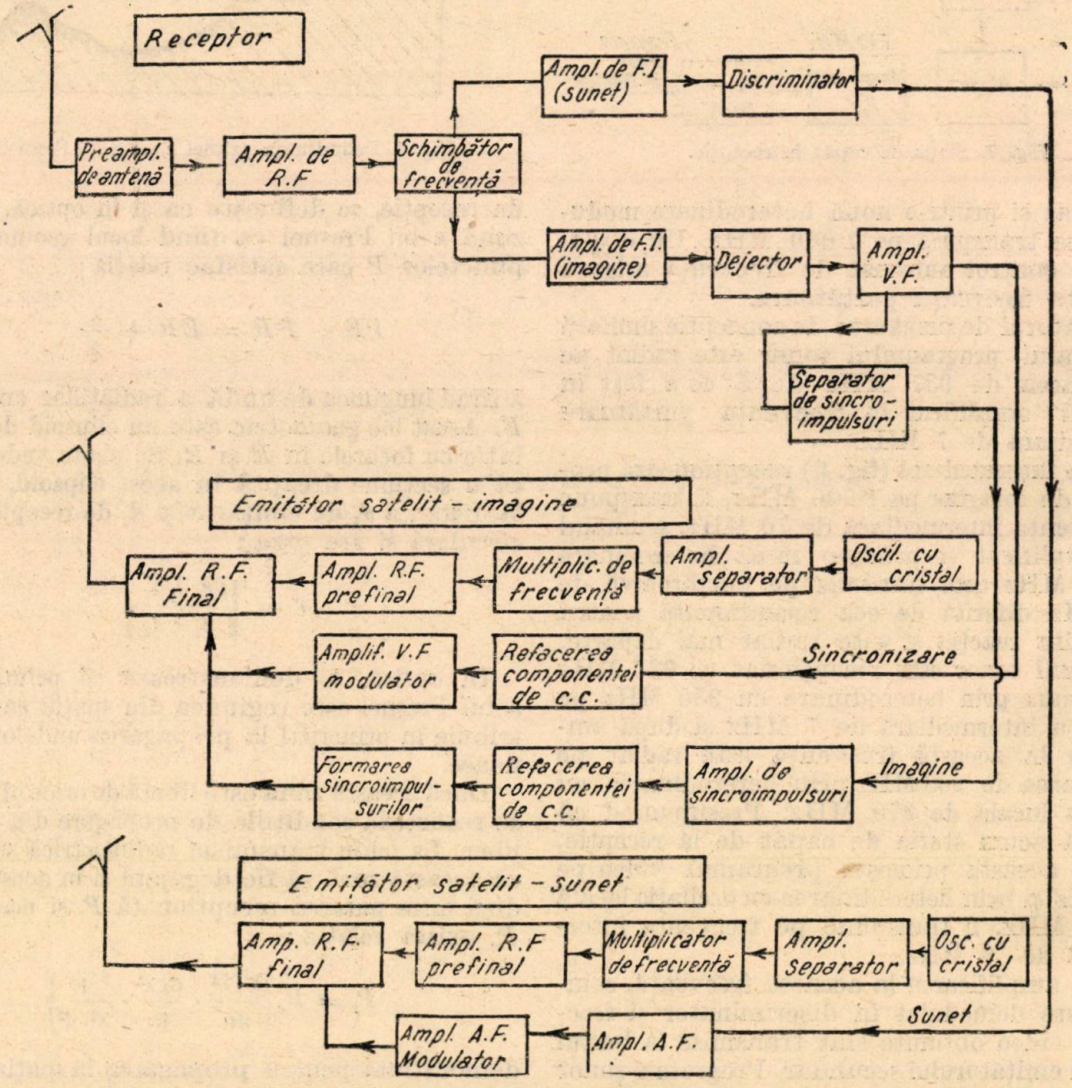


Fig. 9. Staţie de întărire.

nu poate conduce la o recepţie de bună calitate în receptorii obişnuiţi ai abonaţilor.

Instalaţia este aşezată în punctul în care recepţia se poate face în condiţii optime şi este

Receptorul funcţionează după principiul superheterodinei şi toată instalaţia necesită o proiectare şi o construcţie extrem de îngrijită deoarece se cere să se păstreze lăţimea de bandă

necesară de-a lungul întregului lanț de transmisie și deoarece trebuie asigurată protecția față de perturbațiile specifice principiului de funcționare al superheterodinei. Imaginea obținută de abonați poate fi alterată prin apariția de semnale perturbătoare. Frecvențele parazite provenite în receptorul stației în etajul schimbător de frecvență *SF* prin heterodinarea dintre diferitele armonice ale semnalului recepționat, semnalul reradiat și frecvența oscilatorului local sau armonicele ei sînt și ele radiate și pot interfera în receptorul abonatului cu purtătoarea video, cu frecvența oscilatorului local sau cu armonice ale acestora dînd naștere la frecvențe intermediare perturbatoare.

Puterea radiată de o astfel de stație este destul de mică și rezultate bune se pot obține într-un orășel radiind o putere de ordinul 100 W pentru imagine și 30—40 W pentru sunet.

Programe oferite telespectatorilor

Televiziunea transpune oarecum în domeniul imaginii ceea ce radiodifuziunea poate oferi în domeniul sunetului. Examinarea programului de radio al posturilor noastre ne arată că el este alcătuit, în principal, din transmisii făcute din studio, transmitere de înregistrări pe discuri sau pe bandă, reportaje de pe teren și transmiteri din săli de concerte sau săli publice. Dintre acestea majoritatea timpului o ocupă înregistrările. In televiziune, natura programelor este oarecum similară.

Din studiouri special amenajate se pot transmite piese de teatru sau diverse numere de atracție. Transmiterea de reportaje de pe teren se face cu ajutorul unei stații mobile, de mică putere, lucrînd pe frecvențe ultraînalte care dirijează prin radio programul către emițătorul principal, de unde este reradiat către abonați. Stația mobilă este instalată pe un autocar care se poate deplasa cu ușurință pe un teren de sport, într-o aerogară sau fabrică pentru captarea imaginilor. O sală de spectacol, ca de exemplu sala Teatrului de operă și balet, poate avea o legătură prin cablu coaxial, cu caracter permanent cu postul de televiziune și astfel se pot transmite regulat reprezentații de operă.

Așa cum radiodifuziunea folosește în majoritatea timpului transmiterea de înregistrări sonore și televiziunea își bazează organizarea programelor pe înregistrări de imagini. Se pot transmite astfel filme artistice, documentare sau reportaje filmate. Orice post de televiziune are instalații care permit transmiterea de filme. O parte din filmele care se transmit sînt realizate chiar la postul de televiziune prin filmarea imaginii obținută în cursul unei transmisii pe ecranul unui receptor de televiziune. Imaginile de pe film se pot transmite apoi proiectîndu-le pe ecranul tubului analizor sau prin analizarea lor cu ajutorul unui tub special (analiză cu spot volant). In acest fel se pot retransmite imagini captate anterior. In acest procedeu de înregistrare și de reproducere există multe cauze de degradare a imaginii, majoritatea fiind localizate în etapele de tratare optică. Acesta este motivul pentru care atenția specialiștilor s-a îndreptat în ultimul timp asupra înregistrării semnalelor video pe bandă magnetică. Această metodă permite ca întregul proces de înregistrare și reproducere a imaginii să se facă electronic și în plus oferă avantajele unei simplicități operatorii și a unui preț de cost mai redus deoarece spre deosebire de pelicula cinematografică, banda magnetică este mult mai ușor recuperabilă. Procedeul descris mai jos este recent, prima demonstrare publică a performanțelor lui făcîndu-se în decembrie 1953.

Banda utilizată este făcută din un suport de acetat de celuloză acoperit cu un strat sensibil de oxid roșu de fier. Grosimea totală este 53 μ. Lățimea benzii este 6,35 mm pentru televiziune alb negru și 12,7 mm pentru televiziunea în culori. Viteza cu care se transportă banda este 9 m/s. La această viteză apar dificultăți la înregistrarea frecvențelor joase, de exemplu la frecvența de 100 Hz corespunde pe bandă o lungime de undă de aproximativ 10 cm în comparație cu 0,25 mm cît corespunde cazului înregistrării sonore obișnuite. Pentru aceste motive programul sonor nu este înregistrat direct pe bandă ci el modulează o purtătoare de 150 kHz care este înregistrată apoi. Procesul de înregistrare al semnalelor video nu se deosebește principial de cel cunoscut la înregistarea sonoră.

O atenție particulară a necesitat sistemul mecanic de transport al benzii pentru a se asigura o viteză de derulare riguros constantă.

Pentru a aprecia exigențele impuse acestui sistem, trebuie constatat că o variație bruscă de $1/10^6$ în viteza de transport provoacă o deplasare de 5 mm a imaginii obținută pe ecranul de 30 cm lățime al unui receptor.

La înregistrările monocrome se imprimă pe banda de 6,35 mm, 3 piste care poartă respectiv, semnalul video, semnalul de sincronizare și semnalul sonor. In cazul înregistrărilor în culori, banda de 12,7 mm lățime, conține 5 piste care poartă semnalul sonor, semnalul de sincronizare și cele trei înregistrări monocrome obținute în culorile primare roșu verde și albastru din care se reconstituie imaginea în culori naturale.

In prezent se fac eforturi pentru reducerea vitezei necesare de transport a benzii și pentru subțierea acesteia pentru a aduce bobinele utilizate la dimensiunile celor obișnuite, de magnetofon pentru aceeași durată de programe.

Schimburi internaționale de programe de televiziune

Tehnica radioreleelor a permis să se transmită la distanțe foarte mari programele de televiziune și să se întrevadă posibilitatea organizării unor schimburi permanente de programe între țările unui continent.

In anul trecut, în perioada iunie-iulie, 8 țări din Europa au participat la efectuarea unor schimburi de programe de televiziune.

Dificultatea unor asemenea schimburi este mărită prin existența în Europa a trei standarde principale și anume : standardul de 625 linii adoptat de Uniunea Sovietică, Germania Italia, Olanda, Elveția, Danemarca, R. Cehoslovacă, Suedia, standardul de 819 linii utilizat în Franța și cel de 405 linii utilizat în Anglia.

In experiențele de anul trecut, la care au participat Franța, Anglia, Germania, Italia, Elveția, Belgia, Olanda și Danemarca, au fost interconectate 41 de stații de televiziune funcționînd pe baza a trei standarde diferite. Scopul urmărit în aceste experiențe a fost să se experimenteze posibilitatea conectării rețelelor naționale existente într-o singură entitate, astfel încît programe de televiziune produse în una din țările interconectate să poată fi radiate simultan în toate țările participante la rețea și totodată să se decidă asupra celui mai bun mijloc de interconectare a rețelelor naționale și asupra locurilor celor mai potrivite pentru echipamentul necesar conversiunii semnalelor de la un standard la altul. Rețeua internațională a fost organizată astfel încît pe nici un traseu să nu se facă două conversiuni de standard pentru ca semnalul să sufere cel mult o schimbare de standard și astfel să se minimalizeze degradarea imaginii prin conversiune.

Convertorul de standard este principial un dispozitiv simplu care conține un tub catodic pe care este prezentată imaginea transmisă pe baza unui standard și în fața căruia se găsește un dispozitiv analizor de imagini care explorează imaginea pe baza noului standard.

Rezultatele obținute în urma acestor experiențe sînt promițătoare și se pare că problema posibilității organizării rețelei internaționale europene de televiziune este principial rezolvată și termenul „euroviziune" capătă importanță crescîndă.

Unele aspecte economice

Primul pas spre introducerea televiziunii în țara noastră a fost făcut, rămîne ca să i se asigure condițiile unei continue și destul de rapide dezvoltări pentru a se pune la îndemîna cît mai multora acest excelent mijloc de informare, culturalizare și educare. Pentru a se atinge acest scop cît mai curînd evitîndu-se stagnarea care a caracterizat situația televiziunii în cele mai multe țări înainte de ultimul război mondial, trebuie avut în vedere ca programele prezentate să intereseze o categorie cît mai largă de spectatori. Programele trebuie să fie prezentate zilnic, un număr cît mai mare de ore, să fie variate și de bună calitate pentru a satisface toate gusturile. Aceste condiții pot fi realizate dacă programele de televiziune sînt susținute cu suficiente mijloace materiale. In general, se apreciază că, costul minutului de program de televiziune în alb-negru este de aproximativ 4 ori mai mare decît al minutului de program de radiodifuziune. Prețul unui receptor de televiziune este de aproximativ 2—3 ori mai mare ca al unui receptor de radiodifuziune, de calitate.

De aceea trebuie pornit de la început cu minimum 4 ore pe zi de program de televiziune și în mod continuu să se mărească cantitatea și să se ridice calitatea programelor, păstrîndu-se totodată un preț relativ scăzut pentru aparatele de recepție. In modul acesta se poate asigura o dezvoltare armonioasă televiziunii.

Concluzii

Din cele cîteva aspecte analizate mai sus, rezultă că tehnica actuală a televiziunii permite să se ofere telespectatorilor programele cele mai variate și interesante în cele mai bune condiții de calitate. Aspectul particular al propagării la frecvențe foarte înalte și ultra înalte nu mai constituie un obstacol de netrecut pentru televiziunea la mare distanță.

Utilizarea la emisie de puteri efectiv radiate de ordinul 100 kW asigură recepția de calitate într-o întinsă zonă de serviciu. In aceste condiții televiziunea a atins gradul de perfecționare care satisface cele mai ridicate exigențe și se află în multe țări europene ca Uniunea Sovietică, Franța, Anglia și Germania în etapa în care a oferi telespectatorului mai mult înseamnă a-i oferi imagini în culori sau relief. De altfel în prezent în țările citate se organizează trecerea la transmiterea regulată a programelor în culori.

★

НЕКОТОРЫЕ АКТУАЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Резюме

Синтетизируются достижения в телевидении. Излагаются его физические основы после чего аранжируется соотношение между числом строчек и качеством изображения. Разрабатываются затем вопросы частот выделенных для телевизионных передач распространение, зона обслуживания, используемые мощности, релейная связь между, программами. Указывается возможность осуществления телеспектакле , интернационального обмена программами.

Realizarea benzii de magnetofon

Ing. TH. SCHNEIER

621.395.613.4

După ce se arată realizările obținute în domeniul magnetofoanelor se prezintă studiile și metodele folosite pentru realizarea în țară a benzilor de magnetofon.

Realizarea benzii de magnetofon cu mijloace locale — problemă ce a fost studiată și rezolvată în cadrul Institutului de Fizică al Academiei R.P.R. — are de scop stabilirea procesului tehnologic, prin care să se obțină un produs, cu caracteristici apropiate produselor străine, avîndu-se în vedere folosirea exclusivă a posibilităților noastre indigene.

Problema, așa cum a fost rezolvată, prezintă o importanță deosebită, deoarece permite să dispunem de orice cantități de benzi. fără să se depindă de importul produsului finit, sau a vreunui utilaj sau material intermediar.

Domeniul de utilizare al benzilor de magnetofon este foarte variat. Inafară de emisiunile radiofonice, unde magnetofoanele permit o alegere mai liberă a programelor, precum și o verificare și o corectare a părților greșite, pentru ușurarea lucrărilor de birou se întrebuințează dictafonul. Inregistrarea și emiterea ordinelor telefonice, în lipsa abonatului, se face azi cu o variantă a magnetofonului,denumită ipsofon. De asemenea magnetofonul găsește azi întrebuințare în cinematografie, la înregistrarea sunetelor precum și la sincronizare, ca și în teatre unde înlocuiește culisele acustice.

In principiu, funcționarea magnetofoanelor se bazează pe înregistrarea unui semnal prin aplicarea unui cîmp magnetic asupra unui material feromagnetic, astfel încît să se obțină o inducție remanentă proporțională semnalului.

Prin desfășurarea materialului astfel magnetizat, prin fața întrefierului unui electromagnet, se obține semnalul inițial datorită variației fluxului în circuit.

Interesant este că banda poate fi demagnetizată, astfel încît — înregistrarea fiind ștearsă — banda să poată fi refolosită.

Inițial, magnetofoanele funcționau cu role de sîrmă din oțel, sau cu cilindri de cupru, pe care s-au bobinat cu pas uniform, sîrmă de oțel. Acest tip este foarte vechi și încă pe la 1895 Poulsen a construit, pe acest principiu, „telegrafonul".

Astăzi, în locul sîrmei de oțel, se folosesc pulberi feromagnetice, care necesită un suport dintr-un material magnetic pasiv, ca de exemplu hîrtie, material plastic etc.

Teoretic, se pot folosi orice fel de materiale feromagnetice, care se lasă reduse în pulberi fine. Practica însă, a arătat că numai acele materiale feromagnetice, care au o mare permeabilitate, sensibile la cîmpuri magnetice foarte slabe și în special la variații de cîmpuri magnetice mici, dau rezultate bune.

O caracteristică foarte importantă, în general pentru toate aparatele de înregistrare și care este un factor determinant asupra calității, este „dinamica". Prin aceasta se înțelege raportul dintre semnalul cel mai slab și semnalul cel mai puternic care poate fi înregistrat și redat.

Magnetofoanele de bună calitate prezintă o dinamică de 60—70 dB, în timp ce o placă elastică de patefon are 40—45 dB și o placă comercială normală depășește rareori 30 dB. Pentru edificare și comparație menționăm că, pentru a înregistra fidel o orchestră simfonică mare, se pretind 70—80 dB. Din aceste date se poate constata superioritatea netă a înregistrărilor magnetice față de cele pe discuri.

Un progres mare s-a făcut la înregistrările magnetice atunci cînd, în anul 1941, s-a înlocuit magnetizarea prealabilă a benzilor — și care

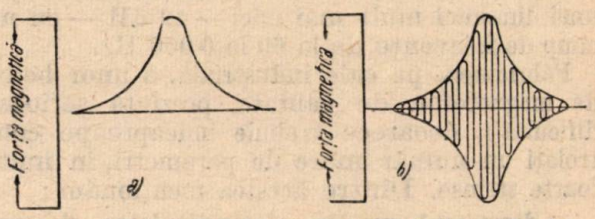


Fig. 1. Forța magnetică a unei particule din banda la trecerea prin întrefier.
a — curent continuu; *b* — înaltă frecvență.

se făcea pînă atunci cu curent continuu, pentru a se obține punctul optim pe curba de histerezis — prin tratarea cu înaltă frecvență (circa 40 kHz). Dacă se aplică înaltă frecvență capului de înregistrare, zgomotul de fond care se datorește neuniformităților benzii devine practic inexistent. Prin trecerea prin cîmpul de înaltă frecvență, particulele sînt supuse unor schimbări rapide de direcție a cîmpului, astfel încît devin magnetic, complet neutre.

Benzile de magnetofon, în general, se pot împărți în două categorii distincte:

a) acelea, în care pulberea feromagnetică este aplicată pe un suport magnetic pasiv, ca de exemplu benzile germane de tipul C și LG; acestea sînt un produs mai vechi, de culoare gri închis cu nuanță roșie pînă la violet, prezintă o față netedă și una mată, aceasta din urmă fiind aceea pe care este aplicată pulberea feromagnetică;

b) acelea, la care pulberea feromagnetică este înglobată în materialul magnetic pasiv, ca de exemplu benzile de tipul L și care sînt ultima realizare în acest domeniu; benzile sînt de culoare galben-maro, cu ambele fețe lucii; grosimea acestor benzi este de 0,07 mm; prezintă un vîjîit foarte slab la o dinamică de 50 dB, putîndu-se obține o dinamică de lucru de 65—75 dB și în cazuri speciale, chiar de 80 dB.

Benzile de tipul C cu pulbere aplicată, prezintă o serie de dezavantaje față de acelea cu stratul magnetic înglobat. Astfel, înafară de faptul că nu pot reda decît 60% din performanțele benzilor L, benzile de tip C devin cu timpul sfărîmicioase. La sunete mai puternice benzile C arată un ecou — datorită inducției în straturile rolei de bandă — nu numai după, ci chiar înainte, astfel încît unele sunete se reproduc pînă la de 7 ori.

Benzile de tip C se lasă ușor lipite cu o soluție de acid acetic cu adaos de camfor.

Benzile de tipul L se pot lipi tot atît de ușor cu o soluție formată din nitrobenzol și acetonă, în proporții egale, cu un adaos mic de colofoniu.

Astăzi, se mai folosesc totuși magnetofoane cu sîrmă de oțel, în special pentru scopuri casnice, cum este Wire-recorder sau aparatul denumit Filafon. Sîrma folosită este crom-nichel de 0,08 mm și se desfășoară cu o viteză de 60 cm pe secundă. O bobină de diametrul 70 mm are 2 160 m și durează o oră.

Față de benzi, sîrma de oțel are dezavantajul unei dinamici mult mai mici — 42 dB — cu un cîmp de frecvențe de la 60 la 6 000 Hz.

Fabricarea, pe cale industrială, a unor benzi de magnetofon de calitate, prezintă serioase dificultăți, deoarece trebuie îndeaproape controlați un număr mare de parametri, în limite foarte strînse. Dintre acestea menționăm:

— diametrul mediu al particulelor și care trebuie să fie în jurul a 1 μ;
— repartiția uniformă a particulelor;
— numărul de particule pe unitatea de volum;
— uniformitatea grosimii benzii;
— starea suprafeței etc.

In cursul studiilor făcute, pentru determinarea materialului magnetic cel mai indicat, s-au folosit trei grupe de pulberi feromagnetice;

a) aliaj ALNI (Al. Ni.Cu.Fe) precum și aliaj ALNICO (Al. Ni.Co.Cu.Fe), ambele fin pulverizate;

b) amestec de tip VECTOLITE (ferite de cobalt), care însă prezintă o prea mică sensibilitate la cîmpuri magnetice slabe;

c) oxid de fier — Fe_2O_3 — fără alt compus, care însă trebuie să rezulte — obligatoriu — din oxidarea oxidului negru de fier Fe_3O_4, în urma unui tratament termic. Păstrîndu-și structura cristalină a magnetitei naturale, oxidul negru trece în oxid roșu de fier. Acesta este foarte sensibil la cîmpuri magnetice mici, în special la variații mici de cîmpuri. Materialul poate fi obținut în dimensiuni foarte mici — sub 1 μ — ceea ce permite o eliminare a zgomotului de fond. Metoda de lucru, atît în laborator cît și în industrie, nu prezintă dificultăți deosebite.

Pentru prepararea materialului magnetic — oxidul de fier — s-au folosit două metode:

1. Pornind de la sulfatul feros, prin tratare cu o soluție amoniacală de azotat de amoniu, a temperatura de 95°C se obține Fe_3O_4 în stare foarte fină. Acesta este repetat spălat cu apă distilată pînă la îndepărtarea completă a ionilor SO_4. Oxidul negru căpătat se usucă — în dulap de uscare — la temperaturi care nu trebuie să depășească 100...105°C.

2. Al doilea procedeu și care formează o parte originală în prepararea pulberilor feromagnetice pentru benzile de magnetofon, folosește șpan de fier, care cu ajutorul acidului clorhidric este trecut în clorură ferică. Aceasta din urmă este tratată cu o soluție de amoniac în apă, sau cu o soluție de sodă caustică sau carbonat de sodiu.

Intregul amestec se încălzește la fierbere timp de o oră în care timp se introduce în lichid, un puternic curent de aer. La sfîrșit se mai adaugă încă 10% amoniac (sau sodă caustică) calculat pe cantitatea care s-a pus inițial.

Oxidul negru format se filtrează pentru îndepărtarea impurităților solubile și se usucă la 100...105°C.

Procedeul acesta prezintă următoarele avantaje:

a) obținerea unei pulberi mai fine și mai uniforme decît prin primul procedeu, deci o eliminare a zgomotului de fond;

b) folosirea de materii prime ieftine și foarte ușor de procurat;

c) procedeu tehnologic simplificat față de primul procedeu prin sulfat feros și azotat de amoniu;

d) nu este necesară condiția de puritate a materiilor prime care se folosesc.

Indiferent pe ce cale obținut, oxidul negru de fier se tratează termic la 200...220°C, introducîndu-se în material un puternic curent de aer. Pulberea, din negru se transformă în maroroșcat, mărindu-și foarte mult sensibilitatea la cîmpuri magnetice slabe. Permeabilitatea măsurată, în circuit deschis, arată un $\mu = 2{,}2$.

Pentru determinarea suportului nemagnetic cel mai indicat, s-au făcut studii cu:

— benzi de hîrtie cu rezistență mare la rupere și în grosimi de 0,05 — 0,1 mm pe care stratul magnetic s-a aplicat prin șprițuire, pulberea fiind într-o suspensie într-o soluție de colodiu în acetonă.

— benzi de nitro-celuloză și triacetat de celuloză, în grosimi de 0,07—0,12 mm și pe care stratul sensibil a fost aplicat tot prin șprițuire;

— material plastic polivinilin — produs indigen. La temperatura de 140...160°C, masa fiind termoplastică, permite înglobarea pulberii magnetice, după care urmează laminarea în benzi, în grosimea dorită.

Produsele străine folosesc, ca material plastic, preparatul cu denumirea comercială IGELIT PCU și care este policlorură de vinil pură, fără alt amestec, ceea ce nu este cazul cu produsul indigen, care conține și acetat de vinil.

Se recomandă ca amestecul între pulberea magnetică şi materialul plastic (şi care iniţial este tot sub formă de pulbere) să se facă cît mai intim, posibil într-o moară sistem Kallopex, în care se desfac şi conglomeratele formate.

In lipsa morii respective, se poate trece direct la vălţuire, folosind valţuri similare acelora din industria cauciucului de 600—700 mm lungime şi 250—300 mm diametru, cu posibilitate de încălzire la 140...160°C. La această temperatură se introduce în valţuri amestecul de pulbere magnetică şi material plastic, amestec care conţine componentele în cantităţi aproximativ egale.

Amestecarea intimă timp îndelungat este o condiţie obligatorie pentru obţinerea unor benzi de bună calitate. După ce s-a malaxat în timpul prescris, materialul este laminat în foi de grosimea de 0,1—0,2 mm şi, în continuare, se trec aceste foi printr-un valţ egalizator, încălzit tot la 140°C. Din acest calandru, care trebuie să fie prevăzut cu posibilităţi fine de reglare, se obţin foi, în grosimea de 0,06—0,07 mm şi cu ambele suprafeţe netede şi lucioase.

Sulul de bandă obţinut şi a cărui lăţime depinde de lungimea valţului egalizator, se taie în role de 6,5 mm lăţime, pe un dispozitiv similar acelora de tăiat serpentine de hîrtie.

In această situaţie, rolele de bandă de magnetofon pot fi considerate gata şi după un control al eventualelor defecte mecanice, se dau în folosinţă.

Aspectul benzilor astfel realizate este neted lucios, de culoare maro deschis. Rolele, în diametru de 22—24 cm au 600 metri lungime de bandă, ceea ce la viteza de derulare de 38 cm/s corespunde la 30 minute de funcţionare.

Măsurătorile electro-acustice s-au făcut pe 11 tipuri de benzi indigene, comparativ cu două tipuri de benzi străine C şi L extra, cele mai bune benzi realizate pînă azi, condiţiile de măsură rămînînd aceleaşi. La măsurători s-a întrebuinţat un magnetofon de calitate, avînd posibilitatea de funcţionare cu două viteze de 77 şi 38 cm/s, iar determinările s-au făcut cu un voltmetru electronic.

Caracteristicile care s-au măsurat comparativ au fost :

— zgomotul de fond ;
— sensibilitatea ;
— curba de răspuns.

Din examinarea datelor obţinute se constată că la patru tipuri de benzi indigene, zgomotul de fond este, dacă nu egal dar foarte uşor comparabil cu cel date de benzile străine. Pe baza măsurătorilor a rezultat că dimensiunile particulelor magnetice au o influenţă hotărîtoare asupra zgomotului de fond. O probă de bandă care conţine granule în dimensiunea de 10—20 μ prezintă un zgomot de fond atît de intens încît de la 2 000 Hz, acoperă semnalul.

In general, este de recomandat măcinarea materialului magnetic înainte de amestecare, însă nu într-o moară cu bile ci într-un „dezintegrator" care să desfacă conglomerările formate.

Condiţiile de măsură rămînînd aceleaşi, atît la benzile indigene cît şi la benzile străine, rezultă că sensibilitatea benzilor indigene este cu 6 dB mai scăzută decît a benzilor C şi extra.

Utilizînd maximum de corecţie disponibil la magnetofonul Philips, la frecvenţele înalte, atît la înregistrare cît şi la redare, s-au obţinut următoarele :

— la viteza de derulare de 77 cm/s abaterea maximă între 100 şi 10 000 Hz raportată la 1 000 Hz este de —5 dB, valoarea corespunzătoare frecvenţei de 5 000 Hz.

— la viteza de derulare de 38 cm/s abaterea maximă între 100 şi 5000 Hz variază cu tipul de bandă între —8 dB şi —14 dB iar la 10 000 Hz la un tip de bandă este tot —8 dB.

Ca o consecinţă a neuniformităţii benzilor (care n-au fost egalizate final din lipsa unui utilaj potrivit) s-au observat, în timpul măsutorilor, vobulări ale tonului pur introdus în magnetofon.

Variaţia cu circa 10% a raportului dintre materialul magnetic şi materialul plastic, are o influenţă netă asupra caracteristicilor finale. Sînt influenţate atît sensibilitatea cît şi curba de răspuns, în special în frecvenţele înalte. Punctul optim este în jurul a 53% pulbere magnetică şi 47% material plastic.

De asemenea, s-a constatat că se influenţează în bine atît zgomotul de fond cît şi curba de răspuns, la o prelungire a tratamentului termic la care este supusă pulberea magnetică.

Bibliografie:

Zaimovschi A. S. şi *Usov V. V.* : Metale şi aliaje electrotehnice, Ed. Energetică de Stat.
Begun S. J. : Magnetic recording, 1951.
x x x Radio Tehnick, nr. 2/1949, nr. 9/1951 şi nr. 11/1951.
x x x Das Elektron, nr. 2/1947, nr. 4/1947, nr 6/1948, nr. 10/1948 şi nr. 2/1949.
x x x L'enregistrement magnetique sonore, Gallet, 1950.
x x x German Plastics Practice, 1946.

★

ПРОИЗВОДСТВО МАГНИТНОЙ ПЛЕНКИ

Резюме

После того как показываются достижения в области магнетофонов, описываются исследования и методы примененные при производстве магнитной пленки в стране.

In legătură cu textul articolului „Terminologia în electrotehnică"

Ing. S. MAHALNISCHI

621.3.001.11

In „Electrotehnica" nr. 3—4/1953 s-a publicat sub titlul „Terminologia în electrotehnică", un extras din revista „Electricestvo" nr. 1/1953 reprezentînd traducerea materialului din rubrica „Standarde şi norme", alcătuit dintr-o notă a redacţiei revistei „Electricestvo" şi articolul „Terminologia electrotehnicii teoretici" de cand. în ştiinţe tehnice docentul V. M Lavrov, în care se face prezentarea proiectului de terminologie a electrotehnicii teoretice, alcătuit de o comisie a Comitetului de terminologie tehnică al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. şi, în sfîrşit, însuşi „Proiectul de terminologie al electrotehnicii teoretice". Publicînd aceste materiale „Electricestvo" le-a supus unei discuţii largi a cititorilor şi a publicat, începînd cu nr. 9 din 1953, aproape în fiecare număr, propunerile de îmbunătăţire a terminologiei şi de precizare a definiţiilor din proiect.

Prezentarea în faţa electrotehnicienilor romîni a acestor lucrări privind terminologia electrotehnicii teoretice, era extrem de utilă şi necesară. Este un fapt notoriu incoherenţa şi lipsa de unitate în terminologia electrotehnică românească care, pe lîngă aceasta, este şi foarte săracă. De asemenea, definiţiile diferitelor noţiuni electrotehnice sînt adesea lipsite de claritate şi de precizie şi nu sînt în concordanţă cu ultimele realizări ale fizicii şi cu ideile actuale în ştiinţă asupra electricităţii.

Proiectul sovietic de terminologie pentru electrotehnica teoretică, rezultat al unei munci de mai mulţi ani a învăţaţilor şi tehnicienilor sovietici, completat, precizat şi îmbunătăţit prin discuţiile care se publică în „Electricestvo" constituie un model de terminologie unitară, un sistem de termeni şi definiţii ale noţiunilor din domeniul electrotehnicii teoretice, un model de analiză a terminologiei electrotehnice şi poate să servească drept o bază de discuţie, ca o orientare preţioasă, pentru elaborarea şi precizarea terminologiei electrotehnice romîneşti.

Faţă de traducerea unei lucrări de genul unei terminologii tehnice sau ştiinţifice, se prezintă însă cerinţe speciale şi mult mai severe decît faţă de traducerea unui text tehnic sau ştiinţific obişnuit. Traducerea trebuie să păstreze mai ales coherenţa şi unitatea terminologiei şi a definiţiilor, recurgînd, în caz de nevoie, la introducerea de termeni noi, la traducerea literală, la perifraze şi redînd cu o extremă exigenţă — în ceea ce priveşte fidelitatea — conţinutul definiţiilor. Numai în acest fel, obiectivele pe care şi le-a propus „Electrotehnica" prin publicarea „Proiectului de terminologie a electrotehnicii teoretice" elaborat de Academia de Ştiinţe a U.R.S.S. vor putea fi pe deplin atinse iar cititorul romîn va avea posibilitatea să urmărească, fără nici o nedumerire şi cu folos, discuţiile din „Electricestvo" în jurul acestui proiect.

Comparînd cu atenţie textul romînesc al proiectului de terminologie, publicat de „Electrotehnica", cu cel original din paginile revistei „Electricestvo" se constată că cerinţele de mai sus, în ceea ce priveşte traducerea unui proiect de terminologie — adică a unui sistem de termeni şi noţiuni — nu au fost nici pe departe îndeplinite. Mai mult decît atît, prin neglijarea unor principii şi consideraţii care au stat la baza alcătuirii proiectului, prin nerespectarea convenţiilor făcute în partea introductivă a proiectului în ceea ce priveşte prezentarea termenilor paraleli şi sinonimelor nerecomandate, se măreşte şi mai mult confuzia şi se destramă prezentarea unitară a proiectului original. La aceasta se adaugă şi o serie de greşeli de tipar regretabile, care denaturează sensul expunerii uneori într-un mod greu de sezisat.

Considerăm că o analiză concretă, pe exemple, a lipsurilor pe care le-a prezentat textul publicat în „Electrotehnica" poate fi utilă atît pentru a preveni pe cititorii acestei reviste asupra deficienţelor materialului care le-a fost prezentat în coloanele revistei sub titlul „Terminologia în electrotehnică", cît şi pentru a atrage atenţia lor asupra necesităţii şi folosului unei analize aprofundate a termenilor şi definiţiilor dintr-un proiect de terminologie.

In cele ce urmează vom analiza, pe baza de exemple concrete, lipsurile generale, expuse mai sus.

I. **Nerespectarea ideilor generale care au stat la baza proiectului de terminologie, precum şi a convenţiilor cu privire la prezentarea termenilor**, asupra cărora se atrage atenţia atît în articolul cand. în ştiinţe tehnice docent M. V. Lavrov, cît şi în partea introductivă a proiectului.

Astfel, de exemplu, în articolul doc. M. V. Lavrov se spune (Electrotehnica 1953, nr. 3—4 pag. 7)*):

„Termenii *inducţie electrostatică* (9), *inducţie electromagnetică* (108), *inducţie proprie* (109), *inducţie mutuală* (110) sînt definiţi ca fenomene. Pe de altă parte, termenul *inducţie magnetică* (72) este definit drept vector, care caracterizează cîmpul, adică drept mărime fizică".

Ori în textul publicat în „Electrotehnica" nr. 3—4/1953 la 30 mai găsim o „inducţie":

„30. *Inducţia electrică*. Mărime vectorială...." deşi în citatul de mai sus se precizează foarte clar că dintre toate „inducţiile" numai inducţia magnetică este definită ca vector. Această contradicţie nu ar fi existat dacă în termenul „inducţie electrică", s-ar fi folosit, în locul termenului „inducţie" termenul „deplasare", care este mult mai raţional şi cu ajutorul căruia se poate reda exact atît procesul fizic respectiv, — deplasarea — în timpul stabilirii cîmpului, a particulelor elementare cu sarcini electrice, care intră în componenţa dielectricului, cît şi mărimea care caracterizează acest proces — vectorul deplasării electrice. Pe lîngă aceasta, termenul de „deplasare" în sensul menţionat este stabilit şi prin standardele R.P.R.: în STAS 895-50 se dă termenul „deplasare electrică", în STAS 3087-52 termenul de „deplasare", iar în STAS 862-49 apare „inducţia electrică (deplasare)".

In partea introductivă a proiectului se spune:

„Cu caractere cursive sînt notaţi termenii care sînt recomandaţi pentru noţiunea definită. De regulă, pentru fiecare noţiune este stabilit cîte un singur termen de bază, cel mai corect..." şi mai departe, tot acolo:

„Pentru unii termeni se dau — în paranteză — sinonime care se folosesc în literatură şi în practică pentru noţiunea definită, însă ele nu pot fi recomandate din punct de vedere al preciziei întregului sistem terminologic".

In versiunea romînească, publicată în „Electrotehnica" nu se ţine seama de aceste convenţii şi, în consecinţă, suferă precizia sistemului terminologic. Astfel se poate citi:

„143. *Reactanţa circuitului în curent sinusoidal*..." după care urmează definiţia, pe cînd textul original, pentru denumirea mărimii definite, dă trei termeni în următoarea ordine de preferinţă:

„143. *Rezistenţa reactivă a unui circuit de curent sinusoidal*. Rezistenţă reactivă (reactanţă).." S-au omis deci, în versiunea romînească, doi termeni şi tocmai termenii recomandaţi în proiect şi s-a preferat să se facă o combinaţie în care intră tocmai termenul nerecomandat.

In acelaşi mod s-a procedat şi la 141, unde a fost prezentat drept termen principal, recomandat de proiect, tocmai termenul din paranteză („impedanţă") utilizînd, peste tot unde intervin mărimile respective în proiect, numai sinonimul din paranteză, adică termenul nerecomandat (de ex. 144—145, 153—157, 173—174 etc.). De asemenea, la 92 era necesar să se găsească o traducere a termenului principal „zader-

*) In cele ce urmează punerile în evidenţă cu litere cursive sînt ale proiectului iar cele cu litere rărite ale autorului articolului de faţă.

jivaiușciaia sila", de exemplu,, forță de reținere" și să se scrie :

„92. *Forță de reținere* (forță coercitivă)" în loc de a se folosi termenul nerecomandat „forță coercitivă".

Dăm un ultim exemplu din care se poate vedea lipsa de aprofundare a proiectului original și confuziile la care duce asimilarea mecanică a termenilor propuși într-un proiect de terminologie — care reprezintă un tot unitar — cu anumiți termeni consacrați în limba romînă pentru noțiunile respective (v. 79, 81—83, 86).

Astfel, de exemplu, la 79 citim în „Electricestvo" :

„79. *Magnetizare* (polarizare magnetică). P r o c e s în urma căruia corpul capătă un moment magnetic", text redat corect în „Electrotehnica", în schimb însă la 81 citim :

„81. *Polarizare magnetică.* S t a r e a materiei, caracterizată prin faptul că momentul magnetic al întregului corp, sau al unei porțiuni a acestuia, are o valoare diferită de zero".

Deci „polarizarea magnetică" dintr-un sinonim cum este în 79, care „nu poate fi recomandat din punct de vedere al preciziei întregului sistem terminologic" ajunge dintr-o dată la 81 printre termenii recomandați în proiect.

Însă în versiunea romînească nu s-a păcătuit numai în sensul de a prezenta drept termeni recomandați tocmai aceia care sînt contraindicați din punct de vedere al preciziei întregului sistem terminologic. Sînt cazuri cînd s-a procedat și invers, adică termenul în adevăr recomandat de proiect a fost pus în situația de sinonim (contraindicat, conform convenției din partea introductivă a proiectului), introducîndu-l în paranteză, după cum se poate vedea din următorul exemplu

„140. *Conductanța circuitului curentului electric periodic*". Conductanță (a c t i v ă) („Electrotehnică"). In loc de :

„140. *Conductanta a c t i v ă a unui circuit de curent electric periodic.* C o n d u c t a n ț ă a c t i v ă".

II. **Redactarea neglijentă și neștiințifică a versiunii românești, precum și denaturarea textului original**, ceea ce se poate vedea din următoarele exemple, luate din „Electrotehnica" :

1) „... într-o undă electromagnetică, de exemplu, nu se poate e x t r a g e și separa cîmpul electric și magnetic" (pag. 4, col. 2, rînd 1—3 de sus).

2) La 10 se vorbește despre „sarcini electrice cu caracter potențial", citățm :

„10. *Cîmp electric coulombian.* Cîmp electric sau componentă a acestuia condiționată (cauzată) de sarcini electrice imobile sau mobile, c a r i au caracter potențial".

Deci apare, cu ocazia aceasta, o noțiune nouă : sarcini electrice cu caracter potențial (pe lîngă sarcinile electrice libere și legate, care se cunoșteau pînă acum).

3) „i n d u c ț i a unei f.e.m." în loc de „i n d u c e r e a unei f.e.m." (108,111).

4) La 124 se definește faza unei mărimi sinusoidale :

„124. *Faza unei mărimi sinusoidale. Fază.* Valoarea unghiulară a argumentului unei mărimi sinusoidale, c o n s i d e r a t ă în cel mai apropiat punct al trecerii acestei mărimi prin zero către valori pozitive" în loc de "... m ă s u r a t ă de la cel mai apropiat punct de trecere a acestei mărimi prin zero către valori pozitive" .

5) „66. *Circuit electric.* Ansamblul de surse de curent, rezistențe, capacități și inductanțe prin care pot circula curenți electrici".

Cu excepția unui singur caz — al conectării lor — (și care este cazul prevăzut în textul original) un asemenea ansamblu nu va reprezenta niciodată un circuit electricc, ci numai totalitatea elementelor necesare pentru a forma un asemenea circuit.

6) „90. *Histerezis.* Fenomenul i r e v e r s i b i l de magnetizare a unui mediu și al dependenței inducției magnetice în procesul de magnetizare de starea magnetică precedentă".

Conform acestei definiții rezultă că ar exista între alte fenomene de magnetizare și „f e n o m e n u l i r e v e r s i b i l d e m a g n e t i z a r e", care se numește histerezis.

Din textul original însă nu se vede acest lucru, redactarea fiind foarte clară și precisă.

„Fenomenul de ireveresibilitate a magnetizării unui mediu și de dependență — în procesul de magnetizare — a inducției magnetice de starea magnetică precedentă".

7) Definiția termenului „Absorbtie" :

„188. *Absorbție.* Micșorarea intensității unui proces fizic ondulatoriu în timpul propagării acestuia în spațiu, legată în mod obișnuit de d i s p a r i ț i a de energie a acestui proces" este redată antiștiințific, idealist. Din definiție se află că energia nu se transformă și nici nu se conservă, ci pur și simplu „dispare". Textul original nu pomenește și nici nu putea să pomenească așa ceva — acolo este vorba de d i s i p a r e a energiei.

8) În 193 se vorbește despre o „undă progresivă de tensiune și curent c a r e se p r o p a g ă". Se pune întrebarea : există și unde progresive „care nu se propagă"?.

III. **Întrebuințarea unor termeni diferiți pentru desemnarea unei aceleași noțiuni.** Această lipsă de consecvență și nesiguranță reprezintă o trăsătură generală a versiuni românești și provoacă confuzii, care nu există în textul original. Iată cîteva exemple ;

1) la 29, 31, 192, 193, de exemplu, figurează termenul de „constantă" ; la 65, 192, 29, termenul de „coeficient", iar la 30, termenul de „factor", toți acești termeni corespunzînd unui singur termen în limba rusă (coef.țient) tradus — coeficient. Nu se poate spune că motivul utilizării în original a unui singur termen este inexistența unor termeni adecvați — în limba rusă se folosesc și o serie de „constante" : constanta de timp, constanta dielectrică etc.

2) Termenul „veșcestvo", ceea ce în limba romînă înseamnă substanță este tradus cînd prin „materie" (pag.4, col. II, al. 5 de sus), cînd prin „corp" (pag. 4, col. I, al. 3 de sus) și foarte rar — poate o singură dată — prin „substanță" (pag. 5, col I, al. 3 de jos).

3) Expresia „storonnee pole", ceea ce în limba romînă s-ar putea traduce prin „cîmp străin" s-a denumit cînd „cîmp necoulombian" — în majoritatea cazurilor — cînd „cîmp imprimat" (în exemplele de la pag. 5, 6) și corespunzător cu aceasta au apărut „forțe imprimate" (pag. 6, col. II).

4) La pag. 4, col. II, al. 1 de jos se vorbește despre „permitivitatea vidului" ; la 29, unde este definită constanta de polarizare electrică, se utilizează „permeabilitatea electrică a vidului".

5) La pag. 6, col. II, al. 2 de jos se vorbește despre „curentul electric de p o l a r i z a r e", iar la 50 se definește „curentul electric de p o l a r i z a ț i e".

6) „81. *Polarizarea magnetică.* S t a r e a materiei..". Deci termenul care indică starea respectivă este p o l a r i z a r e a m a g n e t i c ă. Pe de altă parte „79. *Magnetizare.* P r o c e s, în urma căruia..". Totuși noțiunile de „magnet" (94) „magnetizare remanentă" (93), „inducția remanentă" (96) sînt definite cu ajutorul termenului care s-a ales în versiunea romînească pentru denumirea p r o c e s u l u i („magnetizare") iar nu cel ales pentru denumirea s t ă r i i („polarizare magnetică"), cum este în original.

7) La 37 se definește termenul i z o l a n t iar în observații se menționează „cîte o dată prin i z o l a t o r se denumește piesa ..". În original este folosit același termen în ambele cazuri.

8) La începutul proiectului se justifică sensul în care sînt utilizați termenii „infinit mic", „suficient de mic" și „elementar", menționîndu-se drept exemple 16, 17, 18, 22, 37 etc. iar la punctele indicate nu figurează nici unul dintre acești termeni, ci un termen nou, „neglijabil" care le înlocuiește pe toate.

9) La 193 se folosește termenul „constantă de atenuare" pentru a denumi mărimea „care caracterizează scăderea amplitudinii unei unde progresive de curent și tensiune..", pe cînd în 188 s-a denumit „absorbție" fenomenul care constă în „micșorarea intensității unui proces fizic ondulatoriu în timpul propagării acestuia în spațiu.." încălcîndu-se unitatea de terminologie din original, care la 193 folosește termenul de „coeficient de a b s o r b ț i e" pentru a caracteriza aspectul cantitativ al fenomenului de „absorbție" definit la 188.

Menționăm aici că era necesar să se mențină tocmai termenul „absorbție" și nu „atenuare" pentru a reflecta evoluția termenilor respectivi în limba rusă, deoarece mărimea definită la 193 era denumită în literatura electrotehnică sovietică „coeficient de a t e n u a r e" *), iar proiectul de termi-

*) Kalantarov P. L. și Neuman L. R. „Bazele teoretice ale electrotehnicii" 1951 și „Bazele electrotehnicii" 1952 sub redactarea prof. Krug K. A.

nologie (1953) a adoptat termenul de ,,coeficient de absorbție".

IV. **Redarea și prezentarea cu totul arbitrară a termenilor definiți** în dauna clarității, preciziei și unității sistemului de termeni propus în proiectul de terminologie al Academiei U. R. S.S. Astfel s-au eliminat unii dintre termenii propuși, s-au omis unele părți din termenii complecși, s-au introdus termeni inexistenți în proiectul original, s-au folosit în definiții termeni nedefiniți, s-au asimilat într-un mod nepermis termenii propuși în proiectul de terminologie cu anumiți termeni consarați în limba romînă, s-au făcut înlocuiri inexplicabile și neindicate de termeni.

În cele ce urmează se vor da o serie de exemple care ilustrează în mod concret deficiențele semnalate mai sus.

a) Eliminarea unor termeni din proiectul original (termeni recomandați, sinonime recomandate sau nerecomandate):

1) La 141, unde originalul prevede trei termeni, în revista ,,Electrotehnica" figurează:

,,141. Impedanța circuitului în curent sinusoidal", proiectul original fiind:

,,141. Rezistența totală a circuitului de curent sinusoidal. Rezistență totală (impedanță).."

În mod analog s-a procedat și la 143 cum și la 142, 146, unde versiunea romînească dă un singur termen.

Din 143 și 146 a fost eliminat termenul al doilea, care este de fapt cel mai uzual, reprezentînd prescurtarea primului. În schimb însă în observațiile privitoare la aceste puncte, s a păstrat tocmai termenul eliminat, cel prescurtat, lăsînd impresia că observația se referă la altă mărime decît aceea definită la 143, respectiv 146.

Această ,,rezumare" a terminologiei proiectului original, între alte dezavantaje împiedică și urmărirea discuțiilor din ,,Electricestvo" în jurul proiectului de terminologie. Citățm, de exemplu, din observațiile cand. în șt. tehnice, docent F. I.Cerneavschi de la Institutul Politehnic din Novocerkask**).

,,Din textul proiectului trebuie eliminați termenii ,,impedanță" și ,,reactanță" puse în paranteză.. Același lucru trebuie să se facă și cu termenul ,,forță magnetomotoare", care de asemenea este în paranteză (80)".

Oricît și-ar da osteneala cititorul revistei ,,Electrotehnica" totuși nu o să găsească parantezele în care figurează ,,impedanța" și ,,reactanța" deoarece,în versiunea romînească, acești termeni au fost scoși din paranteze pentru ca să reprezinte termeni ,,recomandați" de proiect (141, 143).

b) Omiterea unei părți din expresia reprezentînd termenul definit, de exmplu:

1) În ,,139. *Rezistența circuitului curentului electric* .." a fost omis după cuvîntul ,, rezistență " adjectivul ,,activă". Cum se va vedea mai departe, menținerea acestui adjectiv era necesară pentru a se reda noțiunea generală de ,,rezistență" din proiectul de terminologie.

2) În ,,140 *Conductanța circuitului curentului electric periodic.* Conductanță (activă).." de asemenea s-a omis, cu dezavantajul analog ca la 139, adjedtivul ,,activă" la primul termen. Introducerea în paranteză a adjectivului ,,activă" în al doilea termen, marchează o neconscvență față de primul termen, pe lîngă o infidelitate față de textul original, unde ,,activă" nu este închis în paranteză și deci nu joacă un rol secundar. Folosirea termenului ,,conductanță activă" are și un alt rost, care nu a fost sezisat în versiunea romînească și anume acela de a deosebi mărimea ,,conductanță" (,,conductanță activă", ,,conductanță complexă" etc.) de proprietatea ,,conductanță" definită la 35.

3) În 152 proiectul dă pentru ,,Expresia complexă a curentului sinusoidal " un termen paralel mai concis " (complex toca)", înlocuit în versiunea romînească printr-o prescurtare a primului termen, greoaie de folosit și anume prin ,,expresia complexă a curentului". Cu puțin curaj însă s-ar fi putut introduce pentru acest termen paralel o expresie concisă ,,complexul curentului".

Forma greoaie a termenului paralel adoptat în versiunea romînească" expresie complexă a curentului" a condus probabil la definirea rezistenței complexe (153) și a conductanței complexe (154) a unui circuit de curent sinusoidal numai ca raport de amplitudini complexe (v. 151), uitîndu-se definirea ca raport de expresii complexe a curentului și a tensiunii sinusoidale (complexe al curentului, conform 152, respectiv al tensiunii), după cum se poate vedea din traducerea completă a definiției termenului 153 din proiect.

,,153. *Rezistența complexă a unui circuit de curent sinusoidal.* Rezistență complexă. Mărime complexă, egală cu raportul dintre amplitudinea complexă (sau complexul) a tensiunii la bornele circuitului considerat și amplitudinea complexă (sau complexul) a curentului din acest circuit"

În textul prezentat de revista ,,Electrotehnica" sînt omise expresiile din paranteză, ceea ce face să se prezinte cititorului romîn numai una dintre cele două definiții concetrate în 153. La fel se prezintă lucrurile și pentru 154.

În orice caz, așa cum s a menționat, păstrarea expresiei originale ,,complexul curentului" ar fi ușurat multora înțelegerea corectă a textului original din cărțile sovietice de specialitate. deoarece cu ocazia citirii proiectului (151 și 152) se putea elimina confuzia dintre amplitudinea complexă a curentului sinusoidal (151) și exprexia complexă a curentului sinusoidal (152) care, în toate cărțile sovietice, se utilizează aproape exclusiv sub denumirea a doua de ,,complexul curentului" respectiv, ,.complexul tensiunii".

c) Introducerea unor termeni inexistenți în proiect și aplicarea definițiilor din proiect acestor termeni pe lîngă denaturarea textului original prin însuși faptul completării arbitrare a terminologiei recomandate. poate să producă confuzii și nedumeriri regretabile, cum se poate vedea din exemplul următor. Citățm din ,,Electrotehnica":

,,182. *Conductanță de tranziție.* Admitanță generalizată (indicială). Funcțiune de timp ,avînd dimensiunile unei conductanțe. egală cu raportul dintre curentul tranzitoriu într-un circuit electric, sau într-o porțiune a acestuia și mărimea saltului de tensiune atunci cînd aceasta tensiune este aplicată circuitului sau unei porțiuni a acestuia".

De fapt, textul original al proiectului trebuia redat astfel:

,,182. *Conductanță tranziiorie.* Funcție de timp, avînd dimensiunea unei conductanțe. egală cu raportul dintre curentul tranzitoriu într-un circuit electric, sau într-o portiune a acestuia, la conectarea acestui circuit, sau a acestei porțiuni din circuit, la o tensiune constantă, și valoarea acestei tensiuni".

Comparînd și analizînd cele două texte se pot face o serie de observații:

1) Pentru mărimea de definit s-au mai introdus două denumiri, neprevăzute în proiectul original și anume: ,,admitanță generalizată" și ,,admitanță indicială". Chiar în ipoteza că pentru mărimea definită ar fi existat în limba romînă și alți termeni, necorespunzători celor din proiect, era just ca acești termeni să fie menționați într-o notă a redacției.

2) Folosirea termenilor de ,,admitanță generalizată (indicială)" pentru a se denumi mărimea definită în 182, prezintă însă și o flagrantă lipsă de consecvență și iată de ce:

Mărimea definită în textul romînesc are trei denumiri, însă două din ele și anume cele întroduse în versiunea romînească a proiectului, nu reprezintă aceeași mărime pe care o reprezintă primul termen, dacă se ține seama de definițiile conductanței și a admitanței date la 140, respectiv la 142. Deci oricare ar fi ,,admitanța", fie ea chiar ,.generalizată" sau ,,indicială", în nici un caz nu poate fi denumită conductanță fie ea ,,de tranziție" sau activă — aceasta desigur dacă versiunea romînească vrea să fie consecventă.

3) Nu numai că s-au dat denumiri eronate mărimii despre care este vorba în proiectul original. însă s a modificat fundamental însăși definiția mărimii, cum se poate vedea din ,,Bazele teoretice ale electrotehnicii" de L. R. Neuman și P. L. Kalantarov (Gosenergoizdat, 1951, p. 300).

4) În literatura electrotehnică sovietică prin ,,conductanță totală generalizată" sau, pe scurt, ,,conductanță generalizată", corespunzînd termenului — impropriu, după părerea noastră — de ,,admitanță generalizată", folosit de ,,Electrotehnica" și confundat cu ,,conductanță tranzitorie", se înțelege o funcție de variabila p și anume $Y(p)$ din calculul operațional și nici de cum o funcție de timp t, cum este conductanța tranzitorie $Y(t)$. Funcția

**)"Electricestvo",1953, nr. 10, pag. 80—91 (traducere litografiată de Editura Energetică de Stat).

Y(p) reprezintă, în calculul operațional, imaginea conductanței tranzitorii sau, cu alte cuvinte, conductanța tranzitorie este originalul acestei funcții (Este interesant că K. A. Krug denumește mărimea Y(p) conductanță operațională).

Și scopul pentru care servesc cele două mărimi menționate diferă de la una la alta :

Conductanța tranzitorie este o funcție de timp, care servește la determinarea simplă a curentului în timpul regimului tranzitoriu, cînd circuitul complex respectiv este conectat la o f.e.m. de orice formă, dacă această funcție se cunoaște în cazul conectării circuitului la o f. e.m. constantă.

Conductanța generalizată este o funcție de variabila p din calculul operațional, care servește la g e n e r a l i z a r e a legilor lui Ohm și Kirchhoff pentru cazul curentului variabil, cînd condițiile inițiale sînt nule.

Prin urmare, introducerea termenului de „admitanță generalizată" (corect conductanță generalizată) nu poate fi justificată în nici un fel.

d) Utilizarea unor termeni nedefiniți pentru definirea mărimilor din versiunea românească a proiectului de terminologie se poate vedea din următoarele exemple :

1) „Vectorul polarizării electrice" cu ajutorul căruia se definește „constanta de polarizare electrică" la 29, nu este definit în versiunea românească. (De fapt această mărime este definită în proiectul original la 28, unde în „Electrotehnica" figurează „polarizație electrică").

2) La definiția mărimii de la 31 se utilizează „vectorul deplasării electrice", care iarăși nu este definit în versiunea românească a proiectului (în original această mărime este definită la 30, unde în versiunea românească i s-a dat denumirea de „inducție electrică").

3) La 155 (Observație) se utilizează termenul nedefinit de „rezistența echivalentă" (de fapt în original această mărime este definită chiar la 155).

e) S-au prelucrat unele pasaje astfel, încît cuprinsul a fost complet denaturat. De exemplu, la pag. 4, col. II, al. 2 de jos scrie :

„Gradul de acțiune a cîmpurilor electric și magnetic asupra m a t e r i e i (c o r p u r i l o r — NT) — polarizarea electrică și magnetizarea m a t e r i e i (c o r p u r i l o r — NT) sînt caracterizate de p o l a r i z a ț i a e l e c t r i c ă (28) și i n t e n s i t a t e a d e m a g n e t i z a r e (82). C o n f o r m d e f i n i ț i i l o r aceste mărimi reprezintă momentul specific electric, respectiv magnetic, al unui corp e l e c t r i z a t sau magnetizat".

În realitate textul acestui aliniat este următorul :

„Gradul de acțiune a cîmpurilor electric și magnetic asupra s u b s t a n ț e i — polarizarea electrică și magnetizarea s u b s t a n ț e i — este caracterizat de *vectorul polarizării* electrice (28) și *vectorul magnetizării* (82). Definiția acestor vectori se bazează pe indicația că ei reprezintă momentul electric specific, respectiv momentul magnetic specific, al corpului p o l a r i z a t, sau magnetizat".

Iată observațiile ce se pot face în legătură cu acest singur aliniat :

1) La punctul 82 menționat nu este definită nici o „intensitate de magnetizare", ci „polarizația magnetică" (vectorul intensității de polarizare magnetică)".

2) Se folosește un termen care nu este definit în proiectul de terminologie, în loc de a folosi pe cel propus în acest proiect pentru starea respectivă, adică se folosește „electrizat" în loc de „polarizat", definiția acestei din urmă stări existînd în proiect la 26, iar expresia „electrizat" nu apare deloc în tot proiectul decît aici.

f) Asimilarea nereușită și uneori greșită a termenilor propuși de proiectul original, cu anumiți termeni uzuali în limba română. În cele ce urmează se vor analiza cîteva exemple arătîndu-se cu această ocazie și punctul nostru de vedere asupra oportunității asimilărilor menționate.

1) În terminologia electrotehnică sovietică se folosește termenul generic de „rezistență", care poate fi „rezistență activă", „rezistență reactivă", „rezistență inductivă", „rezistență capacitivă", „rezistență totală", „rezistență de intrare", „rezistență echivalentă". În terminologia electrotehnică uzuală românească termenul de „rezistență" este folosit numai pentru a exprima raportul între puterea electrică, absorbită de un conductor și patratul curentului care-l străbate, adică prin „rezistență" este denumită noțiunea de „rezistență activă" (traducere literală) din proiectul de terminologie sovietic. În celelalte cazuri se folosesc termeni speciali : „reactanță" pentru „rezistența reactivă", „reactanță inductivă" pentru „rezistența inductivă", „reactanța capacitivă" pentru „rezistența capacitivă", „impedanța" pentru „rezistența totală". Slăbiciunea pentru termenul de reactanță a mers pînă acolo încît se folosesc și termeni curioși ca „reactanță reactivă" (v. 144 și 145 din versiunea românească a proiectului de terminologie).

Cum s-a menționat mai înainte, considerăm că era absolut necesar să se mențină în traducerea literală terminologia din original, iar termenul uzual în românește trebuia să fie menționat într-o notă specială a redacției. Astfel s-ar fi păstrat structura unitară a proiectului de terminologie sovietic și s-ar fi demonstrat utilitatea încadrării într un sistem a diferitelor „rezistențe", „reactanțe", „impedanțe" etc. Mai mult decît atît, s-ar fi evitat o serie de confuzii în versiunea românească a proiectului de terminologie. Vom face cîteva considerații concrete în legătură cu cele de mai sus.

Reluînd comparția între observațiile de la prezentarea corectă a „157. Rezistența de intrare a unui circuit sinusodal. Rezistența de intrare...." și cea dată de „Electrotehnica" „157. Impedența de intrare a circuitului de curent sinudal. Impedență de intrare...." apare o nedumerire.

În definiție este vorba de circuitul de curent sinusoidal, iar în „Observație" este vorba de circuitul de curent continuu, și se folosește în fiecare caz un alt termen, în dauna unității prezentării.

Textul sovietic este foarte clar și logic și nu dă loc la nici un fel de nedumeriri sau confuzii. Se definește a c e l a ș i termen — rezistența de intrare — în cazul circuitului de curent sinusoidal și apoi se atrage atenția în „Observație" asupra a ceeace trebuie să se înțeleagă prin acest termen în cazul curentului continuu.

Dacă termenul de „impedanță" este sinonim cu termenul „rezistență" de ce se folosesc doi termeni — „i m p e d a n ț ă și „r e z i s t e n ț ă", iar dacă impedanță înseamnă a l t c e v a decît rezistență, atunci ce legătură au r e z i s t e n ț e l e d e f i n i t e în observație cu i m p e d a n ț e l e definite în textul principal?

Observații absolut analoge se pot face și la termenul 155.

Exagerările în introducerea termenilor uzuali în limba română au dat naștere la curiozități ca aceea din :

„144. *Reactanță inductivă a circuitului în curent sinusodal.* Reactanță inductivă. R e a c t a n ț ă r e a c t i v ă...."

„145. *Reactanță capacitivă a circuitului în curent sinusoidal.* Reactanță capacitivă. R e a c t a n ț ă r e a c t i v ă...."

Referitor la aceste definiții se pot face următoarele constatări :

— Mărimile, care ar trebui să fie d e f i n i t e în aceste două puncte, deci la explicarea cărora ar trebui să intre numai noțiuni de acum cunoscute (din proiect) și definite în aceasta, sînt totuși definite cu ajutorul unor expresii, a căror definiție nu a fost dată în proiect. Ce poate să spună faptul că „reactanța capacitivă este o reactanță reactivă" dacă nu se știe ce înseamnă „reactanță reactivă"?

— Expresia „reactanță reactivă", care nu poate fi considerată drept o scăpare din neglijență de vreme ce se repetă ne face să ne gîndim și la existența unei „reactanțe active", prin analogie cu putere, tensiune, curent etc. active și reactive, ceea ce este absurd.

— Introducerea termenului de „reactanță reactivă" ignorează existența r e a c ț i e i unui circuit, al celui mai simplu, avînd, r L și C, cînd acest circuit este supus unei acțiuni dinafară, deoarece ignorează f.e.m. e_L și e_C prin care se manifetă r e a c ț i a circuitului, supus acestei acțiuni și care sînt condiționate tocmai de existența mărimilor $L\omega$ și $1/\omega C$. Aceste mărimi care țin seama de f.e.m. de r e a c ț i e ce apar în circuit și care au dimensiunea unei rezistențe, reprezintă ceea ce se numește rezistență *reactivă* (denumită în limba română „reactanță"). Deci termenul de reactanță cuprinde în sine ideea de *reacție* a circuitului respectiv față de o acțiune exterioară, în mod analog cu reacțiunile din mecanică. Ce rost mai are adjectivul de „reactiv"?

Considerațiile făcute cu privire la termenul generic de „rezistență" se pot repeta cuvînt cu cuvînt și cu privire la termenul de „conductanță". Unitatea proiectului sovietic se

putea reda mai bine folosind în loc de „conductanță", „susceptanță" și „admitanță" respectiv „conductanță activă" „conductanță reactivă" și „conductanță totală".

Din cele de mai sus se desprinde, în orice caz, concluzia că este necesară punerea la punct a terminologiei în electrotehnică printr-o examinare serioasă, mergînd pe linia unei terminologii logice și raționale, în care denumirile mărimilor și fenomenelor să reflecte nemijlocit caracteristica mărimii sau fenomenului respectiv, fără a fi niște nume de botez, împrumutate din alte limbi și care nu au nimic comun cu fenomenul fizic și mărimea denumită. De exemplu, ce poate să ne spună termenul de „susceptanță"? Folosind însă pentru mărimea respectivă termenul de „conductanță reactivă" așa cum se face în proiectul de terminologie sovietic și, aproape exclusiv, în întreaga literatură de specialitate sovietică, se poate sezisa imediat structura mărimii denumite.

2) La 176 ar fi fost mai bine a se folosi termenul de „proces nestaționar" în loc de „proces nepermanent", așa cum este și în original. Adjectivele „permanent", „nepermanent" se referă la existența procesului, pe cînd termenul de „staționar" și „nestaționar" caracterizează intensitatea cu care se desfășoară acesta. Aceeași observație se poate face și la 178, unde, în loc de „curent nestaționar" se folosește „curent nepermanent". Menționăm că, tot aici, „curent nestabilizat" se traduce prin „curent variabil", ceea ce nu are o legătură cu caracteristica fenomenului în cursul căruia ia naștere curentul respectiv.

3) In proiectul original, la 177 și 178 se definește „curentul electric forțat" și respectiv, „curentul electric liber" definiția făcîndu-se pe baza cauzelor care produc fiecare dintre acești curenți. In versiunea romînească, la 177, se folosește însă termenul de „curent electric permanent" cu toate că adjectivul de „permanent" caracterizează curentul din punct de vedere al existenței și nu din punct de vedere al cauzelor care-l produc. De altfel, lipsa de logică la utilizarea acestui termen este evidentă și din următorul motiv: termenul de curent forțat scoate în evidență opoziția dintre acesta și curentul liber. „Permanent" nu este o noțiune opusă noțiunii de „liber".

4) In „Electrotehnica" citim:

„58. *Densitatea curentului electric de deplasare.* Mărime vectorială egală cu limita raportului dintre variația vectorului inducției electrice către durata acestei variații cînd acest interval de timp tinde către zero (altfel: derivata vectorului inducției electrice în raport cu timpul)".

Lăsînd de o parte precizia expresiilor matematice „raportul dintre... către..." și „derivata în raport cu timpul" (în loc de „derivata de ordinul întîi în raport cu timpul") în versiunea romînească a proiectului este distrusă nu numai unitatea terminologiei adoptate în proiect, în care densitatea curentului de deplasare este definită cu ajutorul vectorului deplasării electrice, ci și sensul logic al acestei terminologii.

De acest lucru ne putem convinge și mai ușor, privind această „asimilare" cu termenii „uzuali" și chiar standardizați (STAS 3087—52) nu numai în cadrul acestui exemplu, ci în cadrul întregului proiect de terminologie: pe lîngă cele menționate referitor la precizarea făcută de Lavrov, găsim că în proiectul publicat de „Electrotehnica" se definește „curentul electric de deplasare", „densitatea curentului electric de deplasare", „curentul electric de deplasare în vid" „densitatea curentului electric de deplasare în vid" și totuși apare și „vectorul inducției electrice", a cărui variație în timp determină „densitatea curentului electric de deplasare".

5) Intoducerea unor denumiri eronate datorită tendinței de a utiliza termeni consacrați chiar și improprii, poate fi ilustrată cu următorul exemplu:

La pag. 5, col. I al. 3 de sus, din „Electrotehnica" figurează următoarea expresie: „...legea curentului total (legea circuitului magnetic — NT)".

De data aceasta „asimilarea" cu termenii uzuali nu se datorește lipsei unei expresii corespunzătoare în limba română, ci se datorește și unei confuzii și pentru că această confuzie este sistematică (în vol. I a traducerii lui Krug K. A. „Bazele electrotehnicii" și în STAS 862-49 se folosește aceeași expresie pentru legea respectivă) considerăm că este util a cita din „Bazele teoretice ale electrotehnicii" de L. R. Neumann și P. L. Kalantarov definiția fiecăreia din aceste legi, deoarece cele două denumiri reprezintă două legi diferite.

„Conform definiției vectorului intensității cîmpului magnetic, integrala de linie a acestui vector, de-a lungul unui contur închis, este egală cu curentul electric, îmbrățișat de acest contur, adică este egală cu curentul care trece prin suprafața δ, limitată de acest contur:

$$\oint \bar{H}\, d\bar{l} = i .$$

După Maxwell în partea dreaptă a ecuației prin mărimea *i* trebuie să se înțeleagă nu numai curenții de conducție, ci de asemenea și curenții de convecție, cum și curenții de deplasare care trec prin suprafața considerată.

Suma curenților de conducție, de convecție și deplasare poate fi denumită *curent total*. Corespunzător cu aceasta, relația:

$$\oint \bar{H}\, d\bar{l} = i$$

este denumită *legea curentului total*".

Din textul citat pînă acuma se vede că denumirea de legea curentului total este nu numai rațională și logică, dar este și intuitivă.

Iată acum și definiția și expresia matematică a legii circuitului magnetic.

„Legea circuitului magnetic stabilește legătura dintre fluxul magnetic din circuitul magnetic, forța magnetomotoare care acționează de-a lungul acestui circuit, dimensiunile geometrice ale circuitului magnetic și permeabilitățile magnetice ale corpurilor și mediilor care formează circuitul magnetic. Ca formă legea circuitului magnetic este analogă cu legea lui Ohm, care permite a determina curentul din circuitul electric, dacă se cunoaște f.e.m. care acționează în circuitul respectiv, dimensiunile geometrice ale circuitului și conductanțele electrice specifice ale corpurilor care formează circuitul electric".

Expresia matematică a acestei legi:

$$d\Phi = \frac{wi}{\oint \frac{dl}{\mu ds}}$$

arată că aplicarea legii circuitului magnetic este condiționată de legea curentului total, deoarece la numărătorul părții drepte figurează tocmai curentul total.

6) Tot în legătură cu erorile și inexactitățile la care a putut duce folosirea fără discernămînt a unor termeni uzuali în limbajul electrotehnic romînesc se poate cita atît titlul părții VII din proiect, cît și o parte din conținutul acestei părți.

Astfel în versiunea romînească a proiectului din „Electrotehnica" această parte este intitulată „Curent alternativ", deși în cuprinsul acestei părți se tratează curenții variabili în general și nu numai acest singur fel de curent variabil — curentul alternativ — cum a fost intitulată această parte a proiectului. De altfel, numai parcurgînd termenii definiți, fără a citi definițiile, era ușor să se constate că nu este cazul a particulariza titlul deoarece, în această parte a proiectului, sînt definite și următoarele mărimi:

— curent electric periodic — care este o noțiune mai generală decît curentul alternativ, deci ar fi fost mai indicat să figureze ca titlu al părții considerate;

— curent neperiodic — care în nici un caz nu poate fi confundat cu curentul alternativ și în particular poate fi, de exemplu, curent continuu;

— curent electric pulsator — care de asemenea nu poate fi considerat drept curent alternativ deoarece valoarea medie a acestui curent în timpul unei perioade este diferită de zero.

Trecînd acum la termenul definit la 120, iată ce citim în „Electrotehnica":

„120. *Curent electric alternativ.* Curent alternativ. În sensul larg al cuvîntului — orice curent care variază în timp. În sensul restrîns al cuvîntului — curent electric periodic a cărui valoare medie în timpul unei perioade este apropiată sau egală cu zero".

Oricît de larg ar fi sensul în care s-ar lua acest termen, însă în nici un caz nu se poate face afirmația că el reprezintă orice curent care variază în timp, pentru ca în timp variază, de exemplu, curentul de descărcare al acumulatoarelor, care își păstrează sensul. Ori noțiunea de alternativ implică schimbarea sensului curentului.

7) La cele de mai sus se mai pot adăuga două exemple din care se poate vedea confuzia la care se ajunge folosindu-se un același termen pentru denumirea unui fenomen și a unei mărimi, sau a unei propietăți și a unei mărimi. Dacă s-ar fi recurs la un termen nou însă confuzia nu ar fi apărut.

La 35 este definită „conductanța":

„35. *Conductanță*. Propietate a unui corp sau a unui mediu de a conduce curentul electric continuu sub acțiunea unui cîmp electric, care se măsoară prin raportul dintre puterea electrică absorbită de către corp și patratul tensiunii aplicate corpului (conductibilitate electrică NT)". Iar mai departe apare:

„63. *Conductibilitate electrică*. Factorul care multiplică vectorul intensității cîmpului electric rezultant în expresia vectorului densității curentului electric de conducție".

Conform definiției de la 35, conductibilitatea electrică este o propietate comună unei grupe de corpuri, sau medii, după cum rezultă și din 37 și care constă în a conduce curentul electric. Conform definiției de la 63 însă, conductibilitatea electrică este o mărime specifică fiecărui corp și care caracterizează corpul respectiv din punct de vedere al intensității cu care decurge fenomenul transportării particulelor încărcate, adică a conducerii curentului.

Confuzia se putea evita foarte ușor deoarece, în acest caz, exista un termen corespunzător acestei din urmă mărimi: conductanța specifică. De altfel și în proiectul original figurează această denumire „conductanță electrică specifică".

De asemenea datorită terminologiei nereușit introduse de versiunea romînească la 81 și 82, s-au creat confuziile de la 83, 86, 93, 94, 96. Concret:

La 79 figurează termenul magnetizare, definit drept proces în urma căruia corpul capătă moment magnetic.

La 81 se definește termenul care indică starea materiei caracterizată prin faptul că momentul magnetic al întregului corp sau al unei porțiuni a acestuia, este diferit de zero. În limba rusă există pentru 81 un termen deosebit de cel folosit la 79 și al cărui sens este, aproximativ, „grad de magnetizare". Cum în limba romînă termenul de „magnetizare" este folosit atît pentru proces (verbul a magnetiza — magnetizare), cît și pentru starea corpului în urma producerii acestui proces, era normal ca în ambele cazuri să se păstreze același termen magnetizare.

Iată însă cum s-a rezolvat această problemă în „Electrotehnica":

„Pentru proces s-a păstrat termenul magnetizare, iar pentru stare (81) s-a folosit sinonimul termenului cu care se denumește (79) procesul de magnetizare, punîndu-se la 81 drept termen recomandat de proiect, termenul din paranteză de la 79, adică pentru stare s-a introdus termenul de „polarizare magnetică".

Aparînd însă la 82 o nouă dificultate (și aceasta numai datorită adoptării nereușite a termenuluui pentru stare) s-a introdus termenul de „polarizație magnetică" (traducerea exactă „vectorul polarizării magnetice"), care este tot așa de reușit ca și termenul de „polarizare magnetică" la 81.

Dacă prin asemenea modificări se pot obține denumiri raționale și logice, era mai indicat în acest caz să se spună „magnetizație" spre deosebire de „polarizare magnetica". Aceleași observații sînt valabile și în cazul polarizației electrice 50,53,55.

Și de fapt la 82, termenul romînesc trebuia să fie o consecință naturală și logică a termenului definit la 81, dacă acesta ar fi fi fost corect.

Astfel, dacă la 81 starea ar fi fost denumită magnetizare, la 82 trebuia să figureze „vectorul magnetizării".

Însă forma de prezentare a proiectului a fost salvată, din acest punct de vedere, datorită inconsecvenței traducerii, care a mai fost exemplificată. Iată, de exemplu, cum trebuiau să apară definițiile de la 93, 94, 85 conform terminologiei „recomandate" în versiunea romînească a proiectului, dacă exista o consecvență oarecare în utilizarea termenilor „recomandați" de textul tradus.

„93. Polarizare magnetică remanentă. Polarizare magnetică ce se păstrează în corp cînd forțele de magnetizare sau intensitatea cîmpului magnetic exterior devin egale cu zero".

Totuși, s-a lăsat aici termenul normal și logic de „magnetizare" deoarece la aceste numere citim:

„93. *Magnetizare remanentă*. Magnetizare ce se păstrează în corp cînd forțele de magnetizare sau intensitatea cîmpului magnetic exterior devin egale cu zero".

Cum se poate face o asemenea afirmație dacă termenul „magnetizare" reprezintă, conform definiției de la 79 un proces? Dacă cauzele care produc acest proces nu mai există, cum poate să existe procesul însuși?

Modul nereușit în care a fost prezentată versiunea romînească a proiectului de terminologie al electrotehnicii teoretice, întocmit de Comitetul de Stat al terminologiei tehnice al Academiei de Științe din U.R.S.S. se explică parțial prin:

1) lipsa unor termeni „uzuali" în limba romînă;

2) lipsa totală de consecvență, modificînd incontinuu denumirea unei aceleași mărimi;

3) lipsa curajului de a introduce termeni noi;

4) indiferența față de posibilitățile de a îmbogăți și de a raționaliza terminologia electrotehnică romînească, uitînd că unul dintre principiile de bază pentru stabilirea unei terminologii raționale este: termenii, în primul rînd, trebuie să corespundă riguros sensului fizic al mărimilor sau fenomenelor iar nu să fie simple etichete, așezate pe conținutul fizic și care nu au nimic comun cu acest conținut, ajungîndu-se la expresii de forma: „inducție electrică, mărime vectorială care caracterizează procesul de deplasare electrică".

Ca un exemplu de atitudine justă față de rezolvarea problemelor de terminologie, citâm din nota docentului A.P. Sucaciov de la Institutul Politehnic „I. V. Lenin" din Harcov, cu privire la proiectul de terminologie sovietic, publicat în „Electricestvo" nr 11/1953.

„Termenul 72. *Inducția magnetică*. Deoarece la baza mărimii care caracterizează cîmpul electric, a fost adoptat termenul „intensitatea cîmpului electric" și nu „intensitatea electrică" este mai rațional, din punct de vedere al unității limbajului terminologic, ca pentru mărimea de bază, care caracterizează cîmpul magnetic, să fie adoptat termenul „inducția cîmpului magnetic" iar nu „inducția magnetică". Acest lucru este mai corect de asemenea și din considerentul că termenii care au formă analogă „inducția electrostatică", „inducția electromagnetică", exprimă fenomene fizice și nu mărimi fizice".

Din analiza de mai sus a lipsurilor pe care le prezintă versiunea romînească a „Proiectului de terminologie a electrotehnicii teoretice" al Academiei de Științe a U.R.S.S. și a articolului „Terminologia electrotehnicii teoretice" de cand. în științele tehnice docent V.M. Lavrov, prezentate în coloanele revistei „Electrotehnica" nr. 3—4 din 1953, se poate constata cu regret că prin adîncirea insuficientă a textului original, prin lipsa de fidelitate față de acest text și prin denaturarea lui s-au creat posibilități de a se atribui Proiectului de terminologie al Academiei de Științe al U.R.S.S. lipsuri, pe care acesta nu le-a avut. Din acest motiv, mai ales „am considerat că este necesară o punere la punct prin relevarea și analizarea greșelilor făcute în versiunea romînească a proiectului.

Traducerea și redactarea unui proiect de terminologie este de neconceput fără redarea extrem de fidelă a expresiilor originale și menținerea unității sistemului de termeni, ceea ce nu este întotdeauna posibil, dacă ne limităm numai la vocabularul pe care îl oferă terminologia existentă și uzuală.

Ținînd seama de toate acestea, propunem să se restudieze în mod critic, de exemplu la Institutul de Energetică al Academiei R.P.R. și să se dea versiunii romînești a proiectului de terminologie electrotehnică al Academiei de Științe a U.R.S.S. o redactare romînească coherentă și fidelă. În felul acesta se va putea prezenta electrotehnicienilor romîni o bază serioasă pentru stabilirea în electrotehnica teoretică a unei terminologii cît mai complete și științifice și li se va da posibilitatea să urmărească discuțiile din „Electricestvo" în jurul proiectului de terminologie sovietic, adîncind și folosind materialul prezentat pentru precizarea și îmbogățirea terminologiei electrotehnice romînești.

Transferul energiei electromagnetice

538.312.621.37

Noţiunea de energie în fenomenele electromagnetice se leagă în primul rînd de expresia energiei înmagazinată în cîmpul electromagnetic în volumul dv :

$$\frac{1}{2}\varepsilon_0 \varepsilon E^2 \, dv + \frac{1}{2}\mu_0 \mu H^2 \, dv$$

şi de energia transformată pe secundă în căldură prin efect Joule $\rho J^2 \, dv$ ($\bar{J}$ densitatea curentului de conducţie).

Variaţia de energie pe secundă $d\omega$ corespunzînd volumului dv este

$$d\omega = \frac{\partial}{\partial t}\left(\frac{1}{2}\varepsilon_0 \varepsilon E^2 + \frac{1}{2}\mu_0 \mu H^2\right) dv + \rho J^2 \, dv.$$

Această energie se completează, dacă este cazul, cu energia introdusă sau extrasă prin f.e.m. imprimate $\bar{E}\,\bar{J}\,dv$ existente în volum.

Variaţia de energie pe secundă pe care o suferă volumul dv, se mai echivalează cu un flux de energie, pozitiv sau negativ, prin suprafaţa care închide volumul. Se demonstrează că vectorul care produce acest flux, denumit vectorul lui Poynting are ca expresie :

$$\bar{S} = \bar{E} \times \bar{H}$$

Aşa dar, variaţiile de energie din volum sînt explicate prin aportul curenţilor energetici din fluxul vectorului Poynting, prin suprafaţa care înconjoară volumul. In modul acesta se localizează în fiecare punct din spaţiu transferul energiei, adică curentul energetic respectiv $\bar{S}$ care reprezintă densitatea superficială a scurgerii energiei, în fiecare secundă. Dar această ultimă concluzie se ştie că este adevărată numai în parte, întrucît riguros nu se poate spune despre $\bar{S}$ decît că fluxul lui *printr-o suprafaţă închisă* reprezintă variaţia de energie din interiorul volumului respectiv. Pentru un volum foarte mic se mai poate scrie :

$$d\omega = -(\operatorname{div} \bar{S})\, dv.$$

Rezultă că există o infinitate de sisteme de vectori $\bar{S}$, care dau acelaşi flux printr-o suprafaţă închisă, deoarece este suficient ca divergenţa acestor vectori $\bar{S}$ în fiecare punct să fie aceiaşi. Dacă $\bar{S}$ şi $\bar{S}'$ sînt doi vectori din două asemenea sisteme trebuie ca

$$\operatorname{div} \bar{S} = \operatorname{div} \bar{S}',$$

Pentru aceasta se ştie că este suficient ca $\bar{S}' = \bar{S} + \bar{C}$, unde $\bar{C}$ este alt vector a cărui divergenţă este zero, de exemplu un vector care reprezintă un rotor.

Atunci curenţii energetici pot fi reprezentaţi fie de $\bar{S} = \bar{E} \times \bar{H}$, fie de unul din sistemele $\bar{S}'$. Care este realitatea? De care din aceste sisteme este reprezentată circulaţia energiei?

Pentru întrebuinţarea vectorului Poynting $\bar{S} = \bar{E} \times \bar{H}$ sînt unele obiecţii. De exemplu, în regim staţionar (curent continuu) ne este greu să vedem fizic curenţii energetici principali trecînd prin spaţiul dintre conductori, unde există $\bar{E}$ şi $\bar{H}$; aceste cîmpuri rămîn constante, în timp, pe cînd fenomenele de mişcare se produc în conductori, unde electronii circulă. Natura mediului dintre conductori nu influenţează transmisia energiei, cu toate că în acest mediu se formează vectorul Poynting. De asemenea, în regimul static ajungem la contradicţii ; dacă considerăm o bară magnetică care a fost încărcată şi electric, vom întîlni în jur un cîmp magnetic şi unul electric (fig. 1). Cu toate că bunul simţ ne spune că nu poate fi o circulaţie de energie în spaţiul din jur, totuşi vectorul Poynting există în regiunile A şi B. Este drept că fluxul lui printr-o suprafaţă închisă oarecare este întotdeauna zero, ceea ce este conform cu realitatea, dar reprezentarea locală a circulaţiei energiei prin vectorul Poynting, nu mai corespunde cu realitatea.

Să considerăm un alt vector $\bar{S}'$ definit în următorul mod :

$$S' = \bar{E} \times \bar{H} + \operatorname{rot}(V\,\bar{H})$$

unde V este potenţialul scalar al cîmpului $\bar{E}$ ($\bar{E} = -\operatorname{grad} V - \frac{\partial \bar{A}}{\partial t}$) Prin transformări sistematice se poate arăta că acest vector se mai poate pune sub forma :

$$\bar{S}' = V\left(\bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t}\right) + \left(\bar{H} \times \frac{\partial \bar{A}}{\partial t}\right)$$

unde ($\bar{A}$ este potenţialul vector al cîmpului $\bar{B}$).

Din cele de mai sus rezultă că şi fluxul acestui vector $\bar{S}'$ poate reprezenta variaţia energiei.

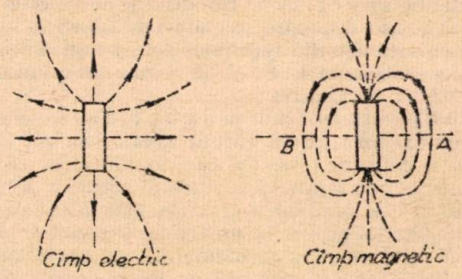


Fig. 1

Să urmărim curenţii energetici locali daţi de acest vector şi să vedem dacă ei ne satisfac în măsură mai mare simţul nostru fizic decît curenţii energetici Poynting.

De exemplu, în cazul static considerat mai sus, primul termen în $\bar{S}'$ este zero din cauză că $\bar{J} = 0$ şi de asemenea cel de-al doilea termen este zero pentru că $\frac{\partial \bar{A}}{\partial t} = 0$. Rezultă că nu avem o circulaţie de energie, aşa cum este în realitate.

In cazul staţionar, al curentului continuu, observăm că nu avem curenţi energetici decît în conductori, deoarece în spaţiul din jurul lor $\bar{J} = 0$ $\frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = 0$ şi $\frac{\partial \bar{A}}{\partial t} = 0$. Rezultatul că energia se propagă prin conductori ne satisface.

Dacă în cazul a doi conductori se consideră potenţialul V împărţit în mod egal pe cei doi conductori, unul avînd un potenţial pozitiv, şi altul un potenţial egal negativ, vom găsi că energia se transferă în mod egal pe cele două fire, de la generator la receptor.

Dacă se consideră cazul transformatorului industrial se găseşte că practic S' se confundă cu $\bar{S}$, deoarece termenul suplimentar rot ($V\,\bar{H}$) este neglijabil ; într-adevăr V corespunde la căderea ohmică de tensiune pe conductor, care se ştie că la transformator este neglijabilă faţă de f.e.m. de inducţie. Pentru aceste motive şi în expresia doua a lui $\bar{S}'$ primul termen $V\left(\bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t}\right)$ este neglijabil faţă de termenul

al doilea $\bar{H} \times \frac{\partial \bar{A}}{\partial t}$ care reprezintă de fapt vectorul Poynting. In această situaţie se poate spune că transferul energiei din înfăşurarea primară în cea secundară se face prin vectorul $\bar{S}'$ tot prin aer ca şi la vectorul Poynting şi nu prin circuitul magnetic de fier.

In cazul fenomenelor propriu-zis de radiaţie, la frecvenţe înalte, termenii $\frac{\partial \bar{D}}{\partial t}$ şi $\frac{\partial \bar{A}}{\partial t}$ fiind diferiţi de zero, vor determina curenţi energetici şi în spaţiul dintre conductori, ceea ce iar ne apare natural.

Dar în acest caz vectorul $\bar{S}'$, curentul energetic, în spaţiul liber nu mai este normal pe planul $\bar{E}\ \bar{H}$, cum era vectorul Poynting, ci mai are o componentă suplimentară $V\frac{\partial \bar{D}}{\partial t}$ pe direcţia $\bar{E}$ (fig. 2).

In curent alternativ sinusoidal urmează să se ia o valoare medie.

Dacă se consideră un oscilator dipol, pe o direcţie oarecare

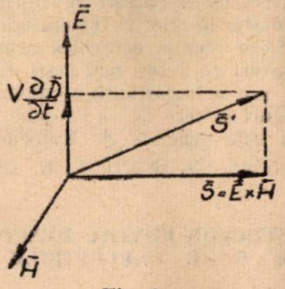


Fig. 2

perpendiculară pe mijlocul dipolului, $\bar{S}'$ se confundă cu $\bar{S}$, deoarece $V = 0$; energia se propagă normal pe planul $\bar{E}\ \bar{H}$.

In concluzie, noul vector $\bar{S}'$ ne dă pentru curenţii energetici o imagine fizică mai acceptabilă cu concepţiile inginerilor despre transferul energiei electromagnetice.

In schimb, vectorul Poynting are o expresie mai simplă şi permite de aceea un calcul mai uşor a fluxului energiei, trecînd printr-o suprafaţă închisă.

Anexă

1. Justificarea relaţiei:

$$\bar{E} \times \bar{H} + \text{rot}\,(V\bar{H}) = V\left(\bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t}\right) + \bar{H} \times \frac{\partial \bar{A}}{\partial t}. \quad (1)$$

Se pleacă de la relaţiile lui Maxwell:

$$\text{rot}\ \bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \quad (2)$$

$$\text{rot}\ \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}, \quad (3)$$

de la relaţia dintre cîmpul $\bar{E}$ şi potenţiale

$$\bar{E} = -\text{grad}\ V - \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \quad (4)$$

şi de la relaţia matematică

$$\text{rot}\,(V.\ \bar{H}) = \bar{H}\ \text{grad}\ V + V\ \text{rot}\ \bar{H} \quad (5)$$

Inlocuind în membrul întîi al relaţiei (1) expresia lui $\bar{E}$ din (4) şi aplicînd pentru termenul al doilea al acestui membru relaţia (5) se găseşte uşor expresia din membrul doi al relaţiei (1); se mai ţine seama şi de relaţia (2) pentru înlocuirea rot $\bar{H}$.

2. Justificarea relaţiei:

$$\text{div}\ \bar{S}' = \text{div}\ \bar{S}$$

sau

$$\text{div}\left[V\left(\bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t}\right) + \bar{H} \times \frac{\partial \bar{A}}{\partial t}\right] = \bar{E} \times \bar{H}. \quad (6)$$

Primul membru din relaţia (6) se mai scrie atunci:

$$\text{div}\ [V\ \text{rot}\ \bar{H} + \bar{H}(-\bar{E} - \text{grad}\ V)].$$

Se ţine seama apoi de următoarele două relaţii matematice:

$$\text{div}\,(V\ \text{rot}\ \bar{H}) = \text{grad}\ V\ \text{rot}\ \bar{H} + V\ \text{div rot}\ \bar{H} = \text{grad}\ V\ \text{rot}\ \bar{H}$$

$$\text{div}\,(\bar{H} \times \text{grad}\ V) = \text{grad}\ V\ \text{rot}\ \bar{H} - \bar{H}\ \text{rot grad}\ V =$$

$$= \text{grad}\ V\ \text{rot}\ \bar{H}$$

Se deduce atunci cum membrul întîi din relaţia (6) se transformă în membrul doi.

Bibliografie

Slepian I.: Journal of Applied Physics 13 (1942) pag. 512
Tănăsescu T.: Electricitatea, ASIT, nr. 8—9, 1952

T.T

RĂSFOIND PRESA TEHNICĂ

CIMP MAGNETIC ŞI FORŢA MAGNETOMOTOARE. RAŢIONALIZAREA MĂRIMILOR ŞI RAŢIONALIZAREA UNITĂŢILOR

538.122.001.11

Articolul discută chestiunea raţionalizării cîmpului magnetic şi a forţei magnetomotoare şi adaptarea unităţilor MKSA Studiul teoretic se încheie cu o serie de reguli concrete. In partea a doua, autorii arată în cadrul a două exemple, că raţionalizarea relaţiilor mărimilor şi adaptarea sistemului MKSA nu aduce decît foarte mici modificări pentru practicieni (Din *Buletin de la Societe Francaise des Electriciens* nr. 49/1955, *A. Iliovici*)

MĂSURAREA INTENSITĂŢII CURENTULUI DIN CONDUCTORI, IN CABLURILE TRIFAZATE, FĂRĂ A INTRERUPE CONDUCTORII

621.317.312 : 621.315.2

Pentru a măsura intensitatea în conductorii cablului se poate folosi cîmpul magnetic alternativ care ia naştere în jurul cablului sub influenţa curentului din cablu.

In fig. 1 este reprezentat principiul măsurării intensităţii curentului din conductori fără întreruperea acestora, adică fără a desface cablul.

Măsurarea se bazează pe principiul că diferitele cîmpuri magnetice excitate de cei trei conductori, nu se anulează la suprafaţa cablului, ci formează un cîmp magnetic rezultant. Dacă se aplică la suprafaţa cablului bobina cu miez *1*, în aceasta se induce, datorită cîmpului magnetic rezultant, o forţă electromotoare a cărei mărime depinde de valoarea intensităţii curentului din conductorii cablului.

Pentru execuţia practică a aparatului de măsurat trebuie să se ţină seama de valoarea foarte redusă a acestei forţe electromotoare. Cu toate că instrumentul indicator este un miliampermetru foarte sensibil cu bobină rotativă *3*, totuşi este nevoie de un transformator urcător pentru a mări forţa electromotoare. Această funcţie o îndeplineşte transformatorul *2* conectat la bornele bobinei *1*. Miliampermetrul este conectat la înfăşurarea secundară a acestui transformator, prin intermediul redresorului cuproxid *4*. Reostatul *5* serveşte

pentru comutarea domeniilor de măsurare, în funcţie de intensităţile curenţilor din cablu. Precizia măsurării este de ± 10%.

Forţa electromotoare indusă în bobina 1 depinde, între altele, şi de poziţia bobinei de-a lungul circomferinţei cablului.

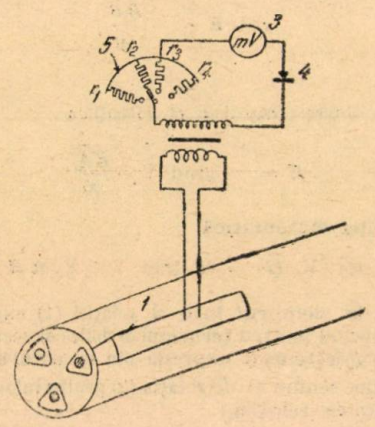


Fig. 1. Principiul măsurării curentului în cablurile trifazate, prin metoda inductivă, fără întreruperea şi desfacerea conductorilor :

1 — bobina de inducţie cu miez; *2* — transformator urcător; *3* — milivoltmetru; *4* — redresor cuproxid; *5* — rezistenţă de reglaj adiţională.

Desfăşurînd circomferinţa cablului, obţinem o variaţie a forţei electromotoare induse în bobina *1*, aşa cum este reprezentată grafic în fig. 2. Dacă curenţii din cei trei conductori ai

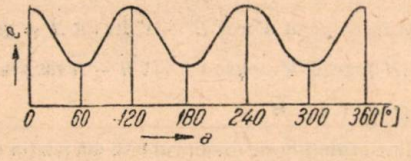


Fig. 2. Variaţia forţei electromotoare indusă în bobină, de-a lungul circomferinţei cablului.

cablului sînt egali, adică sarcina este echilibrată, vîrfurile tensiunilor induse vor fi şi ele egale, aşa cum se vede în figură. În cazul unei asimetrii însă, alura curbei se modifică.

Prin reglarea reostatului *5* din fig. 1, aparatul de măsurat poate fi adaptat diferitelor mărimi de cabluri. Pentru o sensibilitate şi mai mare, aparatul poate fi completat cu un amplificator electronic.

(După „*Energhetik*" nr. 6/1954, şi „*Elektrotechnický Obzor*" nr. 4/1955).

PROBLEMA ZGOMOTULUI TRANSFORMATORILOR DE FORŢA

621.314.2 : 534.83

Zgomotul produs de transformatori în timpul funcţionării se datoreşte vibraţiilor care apar din cauza remagnetizării tolelor miezului pe de o parte şi apoi din cauza acţiunii forţelor magnetice la îmbinări. Zgomotul transformatorului poate fi redus la minimum printr-o alegere corespunzătoare a inducţiei maxime precum şi printr-o construcţie raţională şi aşezarea corespunzătoare la locul de funcţionare. Avînd în vedere cerinţele economice, se poate totuşi ajunge la o soluţie de compromis.

Normele care prescriu metodele de măsurare ale zgomotului transformatorului precum şi limitele admise au fost publicate în S.U.A.

În ţările europene aceste norme nu sînt obligatorii ci servesc numai ca valori de orientare.

În articol, se dau noţiuni fundamentale de acustică şi în legătură cu măsurarea zgomotului ; de asemenea se analizează cauzele zgomotului transformatorului, dintre care cel mai important este fenomenul de magnetostricţiune a tolelor miezului. Se studiază influenţa condiţiilor de exploatare asupra mărimii zgomotului şi în special influenţa oscilaţiilor sarcinii şi a tensiunii reţelei de alimentare.

În această lucrare se dă o clasificare a transformatorilor după cum urmează :

1) transformatori pînă la 300 kVA cu un nivel al zgomotului de 55 dB ;

2) transformatori de la 300—1 000 kVA pentru care zgomotul poate întrece 60 dB ; aceşti transformatori se montează în centrele populate, în diferite întreprinderi, din care cauză trebuie acordată o atenţie deosebită zgomotului lor ;

3) transformatori de puteri mai mari de 1 000 kVA ; zgomotul acestora are o importanţă secundară, deoarece ei se montează în locuri în care există cîmpuri perturbatoare mai puternice decît cele generate de transformator.

(Din *Bull. Oerlikon.* nr. 303/1954, *E. Grunder*)

UN NOU DETECTOR PENTRU DESCOPERIREA SCURGERILOR DE GAZE EXPLOZIBILE

622.81 : 614.83

Detectorul descris este capabil să descopere prezenţa hidrogenului şi a altor gaze inflamabile. Cu el se poate detecta o scurgere a H dintr-un recipient cu un debit de 16 cm^3/h la 760 mm Hg.

Principiul detectorului se bazează pe variaţia conductibilităţii electrice superficiale a unor materiale ceramice încălzite în prezenţa unei cantităţi mici dintr-un gaz inflamabil în aer.

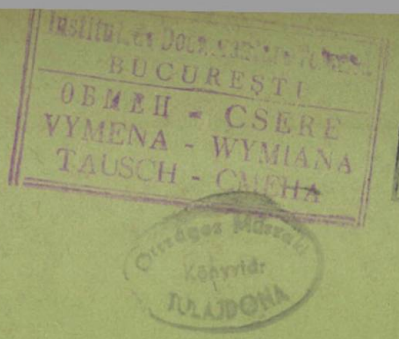
El constă dintr-un tub cilindric cu diametul de 7 mm şi lung de 45 mm, avînd filet. Pe tub este înfăşurată sîrmă subţire de platină, care constituie încălzitorul şi electrodul „fierbinte" al detectorului. Al doilea electrod al detectorului „cel cald" iese prin partea frontală a tubului. În serie cu o sursă de curent continuu de 300 V este aşezat traductorul şi miliampermetrul, a cărui ac deviază în prezenţa gazului în aer. Încălzitorul de platină care şi el este alimentat tot de la sursa de 300 V, încălzeşte tubul ceramic pînă la 300°C. Tubul este din oxid de aluminiu Al_2O_3. Tubul la fabricare se încălzeşte pînă la 1350°C şi se îmbibă cu o soluţie în apă a unei sări oarecare.

Detectorul se comportă în circuitul de curent continuu ca un electrolit. Sub tensiunea normală de lucru (circa 275 V) sensibilitatea traductorului scade rapid. Peste 325 V devine mult prea mare. Traductorul lucrează mai bine dacă electrodul de platină constituie polul pozitiv.

(Din *Electrical Engineering* nr. 9/1954, *W. S. White*)

REVISTA „ELECTROTEHNICA", organ al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. şi al Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice * Redacţia : Bucureşti, str. Ioan Ghica nr. 3. Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon : 3.57.28 şi 3.07.30 *Administraţia şi casieria : Calea Victoriei nr. 118, Raionul I. V Stalin* Revista este editată de „EDITURA ENERGETICĂ DE STAT", B-dul General Magheru nr. 33, Telefon 5.44.70/155 * Abonamentele se primesc la toate oficiile poştale de la oraşe şi sate, prin factorii poştali, la secţiile raionale de Difuzare a Presei şi la *şediul Redacţiei din str. Ioan Ghica nr. 3* * Tarif pentru întreprinderi : lei 96 anual ; Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual ; Preţul unui exemplar : lei 5.

E 2040



KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

12

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT
1955

SUMAR

Pag.

* * * Din lucrările celui de-al II-lea Congres al P.M.R. 521

Gh. Moisil: Protecţia catodică prin învelişuri izolante, a cablurilor şi canalizaţiilor, împotriva coroziunii prin curent de dispersie . 530

N. V. Boţan, E. Grisaru şi *S. Gutman:* Protecţia motorului asincron trifazat contra funcţionări pe două faze 536

Gh. Rulea: Perturbaţii, diafonie, distorsiuni în radiorelee cu modulaţie de impulsuri . . . 541

I. Constantinescu: Aspecte tehnice şi economice în reţeaua telefonică urbană 550

N. Kantar: Scheme de montaj şi tehnica iluminatului fluorescent 558

DISCUŢII

M. Berladschi: Observaţii cu privire la articolul: În legătură cu textul „Terminologia în electrotehnică“ 568

RĂSFOIND PRESA TEHNICĂ 571

INDEX ALFABETIC 1955 575

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

* * *: Из работ II-го Съезда Р.Р.П. . . . 521

Г. Моисил: Защита изоляционными оболочками кабелей и подземных проводок от коррозии селевыми токами 530

Н. Б. Боцан, Е. Грисару и *С. Гутман:* Защита асинхронного трехфазного двигателя от работы на двух фазах 536

Г. Руля: Пертурбации, диафония, искажения в радиорелейных линиях с импульсной модуляцией 531

И. Константинеску: Технико-экономические вопросы городской телефонной сети . . 550

Н. Кантар: Монтажные схемы и техника люминисцентного освещения 558

ДИСКУССИИ

М. Берладский: Замечания относительно статьи: В связи с текстом „Электротехническая терминология“ 568

ПО СТРАНИЦАМ ТЕХНИЧЕСКИХ ЖУРНАЛОВ 571

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ ЗА 1955 г. . 575

SOMMAIRE

Page

* * *: Les travaux du deuxième congres du Parti Ouvrier Roumain 521

Gh. Moisil: La protection par enveloppes isolantes des cables et canalisations, contre la corosion par courants de fuite 530

N. V. Boţan, E. Grisaru et *S. Gutman:* La protection du moteur asynchrone triphasé contre la marche en deux phases 536

Gh. Rulea: Perturbations, diaphonies et distorsions dans les radiorelais a modulation par impulsions 541

I. Constantinescu: Aspects techniques et économique concernant le réseau téléphonique urbain 550

N. Kantar: Schéma de montage et technique de l'éclairage fluorescent 558

DISCUTIONS

M. Berladschi: Observations sur l'article: Concernant le texte „La terminologie de l'électrotechnique théorique“ 568

FEUILLETANT LA PRESSE TECHNIQUE 571

INDEX ALPHABETIQUE 1955 575

INHALT

Seite

* * *: Aus den Arbeiten des zweiten Kongress der Rumänischen Arbeiterpartei . . 521

Gh. Moisil: Schutz de Kabel und der Leitungsanlagen durch Isolierhülle gegen Korosion durch Kriechströme 530

N. V. Boţan, E. Grisaru und *S. Gutman:* Schutz des Drehstromasynchronmotors gegen Zweiphasenlauf 536

Gh. Rulea: Betriebstörungen, Diaphonie und Verzerrung in Radiorelais mit Impulsmodelierung 541

I. Constantinescu: Technische und wirtschaftliche Ansichten in Bezug auf das Städtische Fernsprechnetz 550

N. Kantar: Montageschema und Technik der Fluoreszenzbeleuchtung 558

DISKUSSIONEN

M. Berladschi: Bemerkungen zum Artikel: Betreffend den Text „Terminologie der theoretischen Elecktrotechnik“ 568

ZEITSCHRIFTENÜBERSICHT 571

ALFHABETISCHES INHALTSVERZEICHNIS 1955 575

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

ANUL III
1955

ELECTROTEHNICA

Nr. 12
DECEBR.

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R. ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

DIN LUCRĂRILE CONGRESULUI AL II-LEA AL P.M.R.

RAPORTUL DE ACTIVITATE AL C. C. AL P. M. R. LA CONGRESUL AL II-LEA AL PARTIDULUI

RAPORT PREZENTAT DE TOVARĂŞUL GH. GHEORGHIU-DEJ, PRIM SECRETAR AL C. C. AL P. M. R.

(Text prescurtat)

INFĂPTUIREA PRIMULUI PLAN CINCINAL

Tovarăşi,

In anii care au trecut de la congresul de unificare, partidul a organizat, a însufleţit şi a condus oamenii muncii pentru înfăptuirea liniei sale generale de construire a socialismului în Republica Populară Romînă. Sub conducerea partidului, poporul nostru a obţinut succese măreţe în opera de construire a bazei economice a socialismului.

In perioada premergătoare naţionalizării principalelor mijloace de producţie, industria din Romînia era într-o stare de ruină şi dezorganizare, datorită politicii de retragere a capitalurilor din producţie şi de sabotaj a capitaliştilor.

In ciuda greutăţilor de tot felul, oamenii muncii au urmat cu entuziasm şi încredere partidul lor, înfăptuind sarcinile importante ale primelor planuri anuale şi depăşind la sfîrşitul anului 1949 nivelul producţiei industriale dinainte de război.

In octombrie şi decembrie 1950 plenarele Comitetului Central al Partidului Muncitoresc Romîn au luat două hotărîri de excepţională însemnătate, aprobînd planul de zece ani de electrificare şi planul cincinal de dezvoltare a economiei naţionale 1951—1955, care au format de fapt programul economic al partidului în această perioadă.

Au trecut cinci ani de la aceste date importante din istoria partidului nostru, cinci ani în care am avut de luptat cu mari greutăţi, determinate atît de condiţii obiective (lipsa unor materii prime şi materiale, slaba aprovizionare alimentară), cît şi subiective — experienţa redusă pe care o aveau cadrele noastre în privinţa construcţiei şi gospodăriei economice.

Această perioadă a însemnat pentru partidul nostru şi pentru toţi oamenii muncii o călire în focul luptei de clasă împotriva a numeroşi duşmani experimentaţi şi perfizi; dar aceste greutăţi de creştere şi piedicile puse în calea construirii socialismului au fost înfrînte, datorită elanului şi abnegaţiei oamenilor muncii.

O contribuţie importantă au adus inginerii, tehnicienii, intelectualitatea progresistă; cei mai mulţi dintre ei au înţeles însemnătatea patriotică a operei de reconstrucţie socialistă a economiei şi s-au alăturat maselor muncitoare în această măreaţă operă.

Comitetul Central al Partidului Muncitoresc Romîn poate să raporteze astăzi Congresului că *datorită muncii însufleţite a clasei muncitoare, a inginerilor şi tehnicienilor, a desfăşurării largi a întrecerii socialiste, la 10 noiembrie a fost înfăptuită sarcina planului cincinal cu privire la volumul producţiei globale industriale pe perioada 1951—1955. (aplauze puternice, prelungite).*

Volumul producţiei industriale în 1955 este de 2,9 ori mai mare decît în anul 1938 şi de 3,4 ori mai mare decît în 1948. Au fost create noi ramuri industriale care nu existau în Romînia veche: producţia de utilaj petrolifer, de utilaj minier, de utilaj energetic, de tractoare şi maşini agricole, producţia de camioane, sectoare noi ale industriei chimice, extracţia de minereu de uraniu şi altele.

Pe baza proporţiilor fundamentale stabilite de C.C. al P.M.R., în anii puterii populare structura industriei s-a schimbat radical, producţia industriei mijloacelor de producţie a crescut de cca 3,9 ori faţă de 1948, iar producţia obiectelor de consum de 2,9 ori. Putem spune astăzi că industria socialistă în Romînia este o temelie puternică a dezvoltării şi mecanizării întregii economii: ea înregistrează an de an noi succese în privinţa ridicării nivelului tehnic şi al calităţii producţiei.

Faţă de prevederile planului cincinal există însă unele rămîneri în urmă la oţel, laminate, cărbuni, cocs, ciment, celuloză, în grupa A şi la unele ţesături, la încălţăminte, zahăr, produse lactate, peşte, în grupa B.

Pe ansamblu industria noastră s-a dezvoltat într-un ritm accelerat, ritm caracteristic ţărilor ce construiesc socialismul şi în care noile relaţii de producţie socialiste au devenit motorul dezvoltării rapide a forţelor de producţie.

INVESTIŢII

Pentru a obţine creşterea însemnată a ramurilor economiei naţionale, statul democrat-popular a făcut investiţii considerabile.

Analiza îndeplinirii investiţiilor în primul cincinal arată că întreaga industrie (inclusiv industria de construcţii) a realizat 62,6% din totalul investiţiilor faţă de 53,4%

cît fusese prevăzut în plan; în cadrul industriei grupa A a folosit 50,6% față de 42,1% prevăzute, industria construcțiilor 4,6% față de 2% prevăzute.

Valoarea utilajelor, cu care a fost înzestrată economia națională în cursul primului cincinal, reprezintă peste 25 miliarde lei, din care industria constructoare de mașini a asigurat peste 60%.

In cinci ramuri principale ale industriei și anume: industria petroliferă, energia electrică, siderurgia și industria construcțiilor de mașini și industria chimică s-au concentrat cca. 67%, adică 2/3 din otalul investițiilor din industrie, ceea ce arată direcția principală a investirii fondurilor. Caracteristic pentru atenția pe care partidul și guvernul au acordat-o descoperirii și dezvoltării bazei de materii prime minerale din R.P.R. este faptul că cca. 34% din totalul investițiilor industriale s-au realizat în industria extractivă.

In perioada 1948—1955 s-au construit peste 100 noi fabrici, uzine și alte întreprinderi însemnate, precum și numeroase întreprinderi de interes local; în același timp s-au reconstruit, dezvoltat și dotat cu utilaj modern alte 200 de întreprinderi.

In perioada care s-a scurs au fost alocate investiții importante pentru cercetări tehnico-științifice, creîndu-se 55 institute de cercetări și proiectări ale Academiei R.P.R. și ale ministerelor, în care lucrează 13.000 de cercetători și proiectanți.

DEZVOLTAREA INDUSTRIEI, AGRICULTURII, COMERȚULUI ȘI TRANSPORTURILOR

In toate ramurile industriei socialiste s-au realizat progrese însemnate. Pentru a ilustra creșterea rapidă a producției vom menționa numai cîteva ramuri: industria petroliferă, industria construcțiilor de mașini și energia electrică.

Datorită sprijinului permanent și calificat al inginerilor și tehnicienilor sovietici, muncii entuziaste și perseverente a muncitorilor, inginerilor, tehnicienilor romîni din petrol, industria noastră petroliferă a putut obține în numai cîțiva ani mari succese. *Planul cincinal a fost depășit la producție, în 1955, realizîndu-se 10.575.000 tone țiței, cu aproape 600.000 tone peste prevederile planului cincinal și cu aproape 2 milioane mai mult decît cea mai înaltă producție anuală obținută sub regimul burghezo-moșieresc; întreaga producție de țiței se prelucrează în țară.* (aplauze).

Cadrele noastre din industria petroliferă și-au ridicat mult nivelul cunoștințelor, pe baza studierii lucrărilor tehnice sovietice și pe baza schimbului de experiență cu specialiștii sovietici în petrol.

Ritmul mediu anual de creștere a producției petrolifere s-a dublat față de ritmul maxim de creștere a producției de petrol în Romînia capitalisto-moșierească.

Călăuzindu-se după indicația marelui Lenin cu privire la rolul electrificării, plenara din 26 octombrie 1930 a Comitetului Central al P.M.R. a dezbătut și aprobat *planul de electrificare* întocmit pentru o perioadă de 10 ani.

După 5 ani de aplicare a planului, putem raporta cu bucurie congresului că obiectivele principale din aceasta perioadă au fost realizate *(aplauze)*. In acești cinci ani au intrat în funcțiune un număr de 20 de centrale electrice noi, puterea disponibilă a fost dublată, realizîndu-se și pasul înainte al electrificării față de celelalte ramuri ale industriei, stabilit de plenară.

Centralele electrice construite permit o rapidă dezvoltare prin adăugirea de noi grupuri electrogene, ceea ce va duce în al doilea cincinal la o sporire și mai rapidă a puterii și a producției de energie, cu eforturi de investiții relativ mai mici.

Dacă regimului burghezo-moșieresc i-au trebuit 14 ani (1925—1938) pentru a instala 329.500 kW., adică în medie 23.536 kW pe an, regimul nostru democrat-popular a realizat numai în cursul primului cincinal o putere instalată de 540.000 kW, adică 108.000 kW pe an.

Au fost construite de 7 ori mai multe linii de 110 kV decît aveam în total în 1950. 60% din puterea instalată în centrale electrice a fost interconectată. Ca urmare a electrificării, gradul de mecanizare a producției și de înzestrare energetică a muncii a crescut. Dacă în 1948 consumul de energie electrică pe cap de muncitor industrial era de 1.480 kWh, în 1955 acest consum se ridică la 3600 kWh.

In 1960 vom produce cca 8 miliarde kWh energie, față de 7 miliarde prevăzute în planul de electrificare. Depășirea producției se va face cu cheltuieli de investiții simțitor mai reduse, datorită îmbunătățirilor aduse în mers de către muncitorii, tehnicienii și oamenii de știință, care și-au pus priceperea și entuziasmul lor patriotic în slujba realizării acestui măreț program al partidului nostru.

In aceste zile, în cinstea congresului nostru, harnicii noștri tuneliști, însuflețiți de elan patriotic, au străpuns tunelul de la Bicaz.

Sîntem astăzi în situația de a putea ataca și executa într-un ritm rapid importante și grele lucrări de construcții de hidro și termocentrale electrice, de stațiuni de transformare, de linii de transport.

In anii puterii populare, datorită grijii partidului și guvernului, au luat ființă și s-au dezvoltat puternice organizații de studii și proiectări, construcții și montaje energetice, cu numeroase cadre tinere.

Industria electrotehnică, creată și dezvoltată de regimul nostru, și-a îndeplinit planul de producție globală pe perioada 1951—1955 încă în luna mai 1955. Ea a devenit o puternică ramură a industriei grele cu fabrici profilate, iar productivitatea muncii a crescut cu 122% față de 1950, atingînd cea mai înaltă creștere dintre toate ramurile industriei noastre. Industria electrotehnică acoperă azi necesitățile economiei naționale de echipament, utilaj și materiale electrotehnice, rămînînd a fi importate numai acelea a căror fabricație în țară nu se justifică din punct de vedere economic.

Trebuie să subliniem că pe lîngă succesele obținute, în ramura energetică și electrotehnică mai persistă și lipsuri serioase, privind: nivelul tehnic al exploatării sistemelor energetice, durata și calitatea reparațiilor, consumul specific de combustibil, pierderile în rețele și altele.

In perioada 1948—1955 s-a dezvoltat rapid și industria constructoare de mașini.

Au fost construite și dezvoltate întreprinderi specializate în producția utilajului petrolifer, minier, a mașinilor agricole, tractoarelor, vagoanelor și locomotivelor, autocamioanelor, cazanelor cu aburi, motoarelor cu combustiune internă, utilajului de construcții și altele.

Producția globală a industriei constructoare de mașini a crescut în 1955 de 4 ori față de 1949. In 1955 se produc de 4,7 ori mai multe motoare cu combustiune internă, de 2,4 ori mai mult utilaj minier, de peste 2 ori mai mult utilaj petrolifer și de aproape 2 ori mai multe mașini agricole decît în 1950.

Dacă în timpul capitaliștilor întregul utilaj petrolifer era importat, azi industria noastră acoperă nu numai toate nevoile țării, dar produce și cantități din ce în ce mai importante de utilaj pentru export.

In industria constructoare de mașini au fost puse în fabricație, în perioada 1948—1955, un număr de cîteva sute de tipuri de mașini și aparate noi.

Trebuie subliniat însă că în întreprinderile noastre se fabrică numeroase tipuri de mașini care nu corespund tehnicii celei mai înaintate, iar construcția lor necesită prea mult metal; ele determină o productivitate scăzută și o calitate inferioară a produselor din întreprinderile cărora le sînt destinate.

Atenția proiectanților, inginerilor constructori de mașini și tehnologi trebuie să fie îndreptată, în primul rînd, spre examinarea critică a tipurilor de mașini și utilaje

pe care le fabrică, spre compararea acestora cu tipurile cele mai perfecționate pe scară mondială, în scopul însușirii și introducerii cu hotărîre a tehnicii cele mai noi.

Numeroasele mașini și utilaje perfecționate ale industriei noastre constructoare de mașini, precum și numărul însemnat de cadre pricepute, crescute în anii primului cincinal, reprezintă o serioasă capacitate de producție care trebuie să fie folosită mai complect în anii următori pentru înzestrarea și ridicarea nivelului tehnic al ramurilor economiei naționale.

Rezultate importante au obținut în primul cincinal și celelalte ramuri ale industriei grele: chimia, metalurgia neferoasă, siderurgia, industria materialelor de construcții, lemnului, celulozei, care de asemenea au realizat ritmuri înalte de creștere.

In anii cincinalului s-au dezvoltat în mod simțitor producția bunurilor de consum, producția industriei ușoare și alimentare.

In primul cincinal, partidul și guvernul au dat o atenție deosebită dotării agriculturii cu mijloace mecanizate. In acest scop au fost organizate 16 întreprinderi industriale specializate în construcția tractoarelor și a mașinilor agricole. Au fost puse în fabricație peste 30 tipuri de mașini agricole; unele mașini speciale, îndeosebi combaine și mașini de recoltat, au fost importate din Uniunea Sovietică. Industria noastră este astăzi în măsură să asigure în mare parte mașinile agricole de largă utilizare necesare agriculturii noastre.

Suprafața arabilă a fost mărită de la 9.400.000 ha. la 9.700.000 ha., prin desțelenirea unor pășuni slab productive și prin lucrări de îmbunătățiri funciare. S-au repus în funcțiune parțial și s-au extins lucrările de irigații în regiunile București, Constanța, Galați, Timișoara, Arad, Oradea și altele.

Ca urmare a măsurilor luate pentru dezvoltarea agriculturii, producția prevăzută la cereale în cincinal pentru anul 1955 a fost depășită încă din anul 1954. Sarcina de 10 milioane tone grîu și porumb, stabilită la consfătuirea organizată de C.C. al P.M.R. în februarie a.c., a fost depășită în 1955 cu cca. 1 milion tone cereale.

In domeniul zootehniei, sarcinile de creștere a șeptelului, stabilite în planul cincinal, au fost în general realizate și depășite la porcine și bovine.

Pe baza succeselor obținute de oamenii muncii din industrie, agricultură, transporturi, comerț, a devenit posibilă realizarea în 1954 a unei sarcini deosebit de importante — desființarea sistemului de aprovizionare pe bază de cartele.

Creșterea producției industriale și agrare, precum și a circulației mărfurilor a fost însoțită de dezvoltarea tuturor ramurilor de transport. Traficul feroviar general a crescut de 2,2 ori față de 1949, transportul cu autovehiculele de 4,7 ori, cel aerian de peste 3 ori.

Din 1948 și pînă în prezent, rețeaua de drumuri naționale s-a îmbunătățit prin modernizarea a peste 1.200 km. drumuri și construcții de poduri în lungime totală de 15.500 m. Totuși, din totalul rețelei de drumuri naționale și regionale, la sfîrșitul anului 1955 numai 15% sînt drumuri moderne.

Poștele și telecomunicațiile au fost de asemenea desvoltate considerabil.

In domeniul radioficării s-au realizat 11 stații noi de radiodifuziune, s-au instalat o jumătate de milion de difuzoare de radioficare la orașe și sate, iar producția de aparate de radio a ajuns astăzi la 90.000 aparate pe an.

Acesta este tabloul luminos și măreț al realizărilor noastre în industrie, agricultură, comerț, transporturi în cursul primului cincinal, rodul efortului uriaș al oamenilor muncii în frunte cu clasa muncitoare. *(aplauze prelungite).*

Tovarăși,

Partidul nostru a arătat întotdeauna deschis, în fața întregului popor, nu numai realizările, dar și lipsurile. Dezvăluirea neajunsurilor constituie un factor însemnat în mobilizarea celor ce muncesc în vederea obținerii unor succese tot mai mari în munca și lupta pentru înflorirea economiei și culturii.

Ce lipsuri principale frînează desfășurarea și mai rapidă a construcției noastre economice?

Deși în cîteva ramuri cum ar fi: industria construcțiilor de mașini, a petrolului s-au obținut creșteri însemnate ale productivității muncii, depășindu-se sarcinile planului cincinal, pe ansamblul industriei *productivitatea muncii a crescut numai cu 47,7% în loc de 75%, cît prevedea planul.*

Industria carboniferă a primit în cursul cincinalului investiții de aproape 3 miliarde lei și a fost înzestrată cu un volum important de mașini și mecanisme. Cu toate acestea productivitatea muncii a scăzut în această ramură la 92% față de anul 1950.

Cauza acestei stări de lucruri intolerabilă stă în lipsa de preocupare din partea Ministerului Industriei Cărbunelui și a direcțiilor de mine pentru folosirea din plin a utilajelor și mecanismelor de care dispun minele, pentru introducerea mecanizării complexe a lucrărilor de abataj, încărcare și transport în subteran. Nu se iau măsuri organizatorice pentru generalizarea experienței fruntașilor mineri. Metodele avansate de muncă (abatajele frontale și graficul ciclic) nu sînt aplicate decît în mică măsură.

Organizațiile de partid, sindicale și de tineret nu mobilizează pe muncitori la luptă pentru sporirea productivității muncii, corespunzător cu utilarea tehnică a minelor.

Muncitorii mineri, tehnicienii, inginerii, organizațiile de partid din industria carboniferă nu pot și nu trebuie să se împace cu această situație, căreia trebuie să i se pună capăt cu toată hotărîrea.

In industria siderurgică, alimentară, textilă etc. productivitatea muncii de asemenea n-a crescut decît în mică măsură și a rămas sub prevederile cincinalului.

Principalele cauze ale rămînerii în urmă a productivității muncii sînt slaba preocupare pentru introducerea tehnicii noi, a metodelor înaintate de muncă și a normelor cu motivare tehnică, lipsuri în domeniul organizării muncii, folosirea nesatisfăcătoare a utilajelor și mecanismelor, slaba mecanizare a proceselor grele și cu volum mare de muncă, pierderi din timpul de muncă.

Numai în cursul anului 1954, pierderile de timp productiv în industria republicană ajung aproape la 9 000 000 de zile/om, din care 5,7 milioane datorită absențelor nemotivate și 2,3 milioane absențelor aprobate de conducerea întreprinderilor. Eliminarea acestor pierderi ar fi permis creșterea suplimentară a productivității muncii cu cca. 5%.

Productivitatea muncii n-a constituit o preocupare permanentă nici a ministerelor, a conducătorilor din întreprinderi, a sindicatelor și nici a organizațiilor de partid.

Avem un număr mare de fruntași în toate ramurile industriei. Nu există astăzi întreprindere fără fruntași. Ei reprezintă o mîndrie a poporului nostru; unii dintre ei lucrează în contul anilor celui de-al 2-lea plan cincinal.

Oare nu este în interesul oamenilor muncii ca odată cu popularizarea fruntașilor să fie mobilizați cei mai luminați muncitori, tehnicieni și ingineri din întreprinderi pentru stabilirea măsurilor organizatorice concrete în vederea generalizării metodelor avansate de muncă?

Fără îndoială că introducerea cu curaj a metodelor înaintate de muncă și de organizare, potrivit cu mărimea întreprinderii și specificul producției, va aduce mari

avantaje atît statului cît şi colectivelor acestor întreprinderi. În această muncă trebuie să fie antrenate cadrele cele mai experimentate în domeniul organizării, — înzestrate cu serioase cunoştinţe practice şi tehnico-economice.

O creştere cu numai 1% a productivităţii muncii în industria socialistă ar da o producţie suplimentară în valoare de aproape 450.000.000 lei pe an.

Se ştie că normarea tehnică a muncii are o mare importanţă pentru creşterea productivităţii muncii. I. V Stalin a subliniat că normele tehnice constituie o mare forţă regulatoare şi organizatoare a producţiei, că fără norme tehnice nu este posibilă planificarea economiei. Normarea tehnică a muncii încă nu este organizată în mod satisfăcător.

Răspunderea revine conducerii întreprinderilor, comitetelor sindicale şi organizaţiilor de partid, dar mai ales direcţiilor generale, ministerelor şi C.S.P. care nu iau măsuri pentru a pune normarea tehnică pe baze ştiinţifice în vederea întăririi efectului stimulativ al normelor, creşterii productivităţii şi reducerii preţului de cost.

De cele mai multe ori se folosesc norme statistice, stabilite pe bază de aprecieri.

Normele tehnice trebuie stabilite în mod ştiinţific, corespunzător cu nivelul actual de utilare tehnică a întreprinderilor noastre şi al experienţei în producţie acumulate de masa muncitorilor, norme care evoluează pe măsura progresului tehnic al întreprinderilor. Astfel de norme vor stimula iniţiativa şi eforturile muncitorilor pentru sporirea masei produselor pe baza creşterii productivităţii muncii — singura cale de ridicare a nivelului de trai.

Introducerea normelor tehnice, sporirea productivităţii muncii, precum şi îmbunătăţirea muncii aparatului administrativ trebuie să ducă la economii de forţe de muncă spre a putea acoperi necesităţile ramurilor care duc o lipsă acută de braţe de lucru. Numai realizarea creşterii productivităţii muncii prevăzute în 1955 ar fi eliberat cca. 130 mii de muncitori pentru aceste nevoi.

Productivitatea muncii poate şi trebuie să facă salturi însemnate prin generalizarea metodelor avansate de muncă, prin folosirea deplină a utilajului, prin întrebuinţarea completă a timpului de lucru, prin înlocuirea în procesul tehnologic a ceea ce este învechit şi introducerea cu hotărîre a tehnicii noi.

În vederea creşterii rapide a productivităţii muncii, accentuării caracterului stimulativ al normelor şi al sistemului de salarizare, va fi necesar să se înfiinţeze un organ de specialitate — Comitetul pentru probleme de muncă şi salarii — pe lîngă Consiliul de Miniştri.

Industria noastră dispune de rezerve uriaşe pentru *reducerea preţului de cost.*

Nerealizarea sarcinii de reducere cu 23% a preţului de cost pe întreaga industrie a lipsit economia naţională în cursul cincinalului de importante economii.

Reducerea numai cu 1% a preţului de cost în industria republicană reprezintă, în 1955, aproape 320 000 000 lei. Pe ramuri, prin reducerea cu 1% a preţului de cost s-ar putea obţine în industria electroenergetică peste 20 000 000 kWh. energie electrică, în industria carboniferă aproape 100 000 tone cărbune, în industria siderurgică 21 000 tone fontă, sau aproape 21 000 tone oţel Siemens Martin, în industria forestieră aproape 110 000 m³ buşteni de gater de fag, sau peste 43 000 m³ de cherestea răşinoasă, în industria textilă peste 5 600 000 m ţesături de bumbac, în industria încălţămintei cca. 216 000 perechi de pantofi bărbăteşti.

Reducerea preţului de cost trebuie privită ca o problemă centrală a întregii organizări a producţiei, trebuie să devină o preocupare vie şi permanentă a ministerelor, a direcţiilor generale, a conducerilor întreprinderilor, a organelor şi organizaţiilor de partid, a comitetelor sindicale, a fiecărui om al muncii şi în primul rînd a fiecărui comunist.

Avem încă multe de făcut pentru *îmbunătăţirea calităţii producţiei.* Este necesar să se ţină seama că cerinţele consumatorilor au crescut — azi trebuie să dai produse ieftine şi de calitate bună. Or, sînt încă conducători de întreprinderi care nu se gîndesc întotdeauna la piaţă, nu au în vedere că scopul producţiei este satisfacerea nevoilor economiei şi ale oamenilor muncii la un nivel din ce în ce mai ridicat şi că producţia nu este un scop în sine, că nu este suficient să realizezi sarcina producţiei globale, atunci cînd nu ai realizat producţia-marfă în sortimentele şi calitatea cerută de consumatori.

De cele mai multe ori calitatea necorespunzătoare a produselor se datoreşte lipsei de pregătire tehnică amănunţită înainte de punerea în fabricaţia de serie a produselor. Unele întreprinderi de construcţii de maşini şi electrotehnice lansează în fabricaţie produse a căror documentaţie tehnologică nu a fost pusă la punct, nu verifică şi nu experimentează prototipurile, nu corectează deficienţele în pregătirea tehnică, înainte de lansarea producţiei de serie.

Calitatea producţiei, cheltuielile de producţie, folosirea deplină a capacităţii de producţie sînt determinate în mare măsură de profilarea, specializarea şi cooperarea întreprinderilor.

CREŞTEREA VENITULUI NAŢIONAL ŞI A NIVELULUI DE TRAI IN PERIOADA 1948—1955

Tovarăşi,

Succesele obţinute în toate ramurile economiei naţionale au avut drept urmare o importantă sporire a venitului naţional şi o îmbunătăţire a nivelului de trai material şi cultural al oamenilor muncii de la oraşe şi sate.

Astăzi, spre deosebire de trecut, venitul naţional creat de poporul muncitor serveşte la dezvoltarea economiei şi culturii socialiste.

Venitul naţional al Republicii Populare Romîne a crescut în 1955 de peste două ori şi jumătate faţă de 1948 şi aproximativ de 2 ori mai mult decît în 1938.

În primul plan cincinal, aproximativ trei sferturi din venitul naţional a fost repartizat ca fond de consum pentru folosinţa oamenilor muncii de la oraşe şi sate, pentru satisfacerea nevoilor materiale şi culturale, iar restul de un sfert a fost destinat pentru fondul de acumulare, care a asigurat în această perioadă dezvoltarea producţiei industriale şi agricole, a transporturilor şi circulaţiei mărfurilor, precum şi dezvoltarea culturii în folosul poporului muncitor.

Regimul democrat-popular a asigurat pe deplin dreptul la muncă, prin crearea de noi fabrici şi uzine, şantiere, staţiuni de maşini şi tractoare, gospodării agricole de stat, instituţii de învăţămînt şi de cercetări ştiinţifice, de sănătate şi de cultură.

În anii 1951—1955, economia, cultura şi sănătatea publică au primit cca. 97 000 cadre medii tehnice şi aproape 50 000 de cadre cu pregătire superioară. Imensa majoritate a muncitorilor cărora li s-a încredinţat de către partid conducerea întreprinderilor naţionalizate şi-au însuşit cunoştinţele tehnice şi economice necesare; mulţi dintre ei au urmat cursuri de specialitate şi au devenit ingineri, fiind la înălţimea încrederii acordate.

O mare însemnătate în îmbunătăţirea pregătirii profesionale a muncitorilor calificaţi şi a maiştrilor a avut-o hotărîrea din anul acesta a partidului şi guvernului, hotărîre prin care învăţămîntul profesional a fost legat de producţie, de întreprinderi.

Salariul real al muncitorilor a crescut în 1955 cu 28% faţă de anul 1950, pe calea creşterii salariului mediu şi pe calea reducerii preţurilor bunurilor de larg consum.

In 1955 statul a cheltuit pentru acţiunile social-culturale de cîteva ori mai mult decît în 1938, iar în perioada 1948—1955 s-au cheltuit 32,6 miliarde lei pentru învăţămînt şi burse, asistenţă medicală, pentru odihna oamenilor muncii şi a copiilor lor, pentru înflorirea artei şi literaturii.

In afară de această sumă, pentru asigurarea dezvoltării bazei materiale a culturii, învăţămîntului, sănătăţii şi sportului, în cursul primului nostru plan cincinal s-au investit peste 3,5 miliarde lei. S-au construit şcoli, institute pentru pregătirea cadrelor superioare şi pentru cercetări ştiinţifice, teatre, cinematografe, muzee, cămine culturale, spitale, dispensare şi terenuri sportive.

Invăţămîntul a luat o mare dezvoltare, transformîndu-se fundamental atît în ce priveşte organizarea cît şi conţinutul.

Numărul şcolilor elementare şi medii a crescut, îndeosebi al şcolilor de 7 ani în centre muncitoreşti şi la sate. Mase importante de elevi au fost cuprinse în şcoli. A crescut numărul facultăţilor şi al institutelor şi s-a mărit numărul studenţilor. Conţinutul învăţămîntului a fost simţitor îmbunătăţit; au fost perfecţionate metodele de predare; s-a îmbunătăţit compoziţia socială a elevilor şi s-a creat o nouă atitudine faţă de studiu. S-a intensificat munca de perfecţionare a cadrelor didactice.

Au fost create condiţii de studiu şi pentru oamenii muncii aflaţi în producţie. S-au înfiinţat şcoli pentru tineretul muncitoresc şi sătesc şi a luat avînt învăţămîntul fără frecvenţă, care permite oamenilor muncii să facă studii medii şi superioare fără să părăsească producţia.

Astăzi, în Republica Populară Romînă, sînt asigurate cele mai largi condiţii dezvoltării învăţămîntului minorităţilor naţionale în limba maternă.

In învăţămîntul superior a fost organizată cercetarea ştiinţifică, care în ultimii ani se dezvoltă cu avînt.

DEZVOLTAREA ECONOMIEI NAŢIONALE ÎN PERIOADA CELUI DE AL II-LEA CINCINAL

Tovarăşi,

Congresul nostru va dezbate proiectul de directive pentru cel de-al doilea plan cincinal de dezvoltare a economiei naţionale a R.P.R.

Sarcina fundamentală a celui de-al doilea plan cincinal este făurirea economiei socialiste unitare în care, pe baza dezvoltării continue a industriei socialiste, să se asigure transformarea socialistă a agriculturii, astfel că în 1960 sectorul socialist în agricultură să fie preponderent, atît ca suprafaţă cît şi ca producţie-marfă.

Obiectivele politico-economice ale celui de-al doilea plan cincinal sînt următoarele:

a) Dezvoltarea economiei naţionale a Republicii Populare Romîne în scopul ridicării necontenite a nivelului de trai şi de cultură al oamenilor muncii de la oraşe şi sate;

b) Dezvoltarea cu prioritate a industriei mijloacelor de producţie şi îndeosebi a acelor ramuri ale industriei grele care au asigurată baza de materii prime în ţară: industria petrolului, chimică, energetică, siderurgică, metalelor colorate, cărbunelui.

In industria constructoare de maşini se va pune un accent deosebit pe dezvoltarea producţiei de serie, prin cooperarea şi specializarea întreprinderilor;

c) Ridicarea nivelului tehnic în toate ramurile economiei naţionale şi obţinerea unei creşteri considerabile a productivităţii muncii în industrie, transporturi, prin:

— Folosirea mai completă a capacităţilor de producţie existente şi perfecţionarea utilajelor, maşinilor şi agregatelor în funcţiune.

— Introducerea treptată a tehnicii noi şi a procedeelor tehnologice superioare, începînd cu întreprinderile care au un rol determinant în ramura de producţie respectivă. In acest scop: se vor generaliza metodele avansate de muncă folosite de fruntaşii în producţie; în domeniul perfecţionării tehnologiei se vor introduce cu perseverenţă mecanizarea complexă şi automatizarea proceselor de producţie în principalele întreprinderi; o atenţie deosebită se va da creşterii accentuate a indicilor de folosire a utilajelor.

— Dezvoltarea producţiei în serie, prin specializarea şi cooperarea întreprinderilor, îndeosebi în industria constructoare de maşini şi industria electrotehnică, pîrghiile principale de utilare a economiei naţionale cu maşini, utilaj, agregate şi aparate perfecţionate.

Rezultatul acestor măsuri trebuie să fie o reducere simţitoare a cheltuielilor de producţie şi de circulaţie în economie.

d) Sectorul socialist în agricultură să reprezinte aproximativ 60—70% din producţia marfă agricolă vegetală şi animală; sporirea producţiei agricole vegetale şi animale, atît în sectorul socialist, cît şi în sectorul micii producţii de mărfuri, prin mecanizare şi folosirea îngrăşămintelor chimice, prin creşterea randamentelor la hectar prin dezvoltarea irigaţiilor şi prin sporirea suprafeţei arabile şi agricole; mărirea productivităţii muncii în agricultură, micşorîndu-se cantitatea de muncă cheltuită pe unitate de produs agricol.

e) Dezvoltarea industriei bunurilor de consum (republicane şi locale), pe baza materiilor prime, precum şi prin folosirea din ce în ce mai largă a fibrelor sintetice şi a maselor plastice fabricate în ţară; îmbunătăţirea simţitoare a calităţii şi sortimentelor mărfurilor;

f) Dezvoltarea comerţului de stat şi cooperatist, intensificarea schimburilor de mărfuri între oraşe şi sate, între sectorul socialist de stat şi sectorul micii producţii de mărfuri;

g) Intensificarea mişcării cooperatiste a micilor producători de mărfuri din sate şi din oraşe, atît prin cooperaţia de consum cît şi prin cooperaţia de producţie meşteşugărească;

h) Lărgirea şi consolidarea bazei materiale a culturii, învăţămîntului, sănătăţii, educaţiei ştiinţifice, culturii fizice şi sportului.

Acestea sînt principiile directoare, pe baza cărora se va desfăşura în al doilea plan cincinal activitatea oamenilor muncii sub conducerea partidului, în vederea continuei dezvoltări a economiei şi culturii, a construirii socialismului în patria noastră *(aplauze puternice)*.

PLANUL LUCRĂRILOR CAPITALE

Creşterea neîncetată a industriei şi transporturilor, întărirea şi lărgirea sectorului socialist în agricultură, crearea condiţiilor pentru ridicarea continuă a nivelului material şi cultural al poporului pot fi obţinute prin folosirea mai completă a mijloacelor de producţie existente şi prin executarea unui volum important de lucrări capitale.

In perioada celui de-al doilea cincinal se prevede executarea unui volum de lucrări capitale de cca. 105—110 miliarde lei faţă de cca. 63 miliarde lei în preţuri comparabile în perioada 1951—1955, deci cu cca. 67—75% mai mare decît în primul plan cincinal.

Proporţia principală în privinţa repartiţiei investiţiilor pe ramuri constă în prioritatea dezvoltării industriei faţă de celelalte ramuri ale economiei naţionale, iar în cadrul industriei, a industriei grele faţă de industria bunurilor de consum.

In al doilea plan cincinal, majoritatea fondurilor de investiţii industriale vor fi îndreptate spre industria petrolului şi a gazelor, industria chimică, siderurgică, energiei electrice, cărbunelui şi a minereurilor neferoase. Aceste ramuri principale vor primi cca. 75% din totalul investiţiilor industriale.

Importante sume vor fi alocate pentru tehnică şi ştiinţă, pentru introducerea tehnicii noi în industrie, agricultură, transporturi, comerţ, gospodărie comunală; de asemenea, pentru cercetări în domeniul aplicării energiei nucleare în scopuri paşnice.

Proporţia volumului total al lucrărilor capitale în venitul naţional, pe perioada 1956—1960, va fi de aproximativ 23%.

DEZVOLTAREA INDUSTRIEI R. P. R. INTRE 1956—1960

In cel de-al doilea plan cincinal, creşterea producţiei globale industriale va fi de 60—65%, din care creşterea industriei mijloacelor de producţie de 70—75%, iar creşterea industriei bunurilor de consum de 50—55%.

Producţia marfă industrială trebuie să corespundă sporirii producţiei globale, astfel ca în 1960 producţia-marfă industrială să depăşească procentul de 160—165% faţă de 1955. Creşterea medie anuală a producţiei industriale în preţuri constante va fi de 10,0—10,5% din care 11,0—11,5% la sectorul I, (industria mijloacelor de producţie) şi de 8,5—9% la sectorul II, (industria bunurilor de consum). Corelaţia între creşterea acestor sectoare reflectă procesul de industrializare socialistă.

In anul 1960, producţia principalelor mijloace de producţie va creşte faţă de anul 1955 la :

	Creşterea prod. faţă de 1955
— energie electrică	cu 80—85%
— ţiţei	cu 28%
— cărbune	cu 80—90%
— gaz metan	de 2,6 ori
— minereu de fier	de 1,8—2 ori
— minereu de mangan	cu 40%
— cocs metalurgic	de cca. 5 ori
— fontă	de 2 ori
— oţel	de 2—2.2 ori
— laminate finite	cu 85—90%
— instalaţii de foraj	de peste 4 ori
— cazane cu aburi industriale	de cca. 2 ori
— motoare cu combustie internă	de 2 8—3 ori
— locomotive cu aburi	de 2,5 ori
— vagoane de marfă şi cisterne cale normală	de cca. 2 ori
— autocamioane	de cca. 5 ori
— motoare electrice	de 2,5—2,7 ori
— transformatori	de cca. 2,8 ori
— generatori electrici	de 2,4 ori
— produse sodice	de cca. 4 ori
— clor	de 4,5—5,5 ori
— acid sulfuric	de cca. 2 3 ori
— îngrăşăminte chimice	de cca. 4,2 ori
— mase plastice, fire şi fibre sintetice (prod. 1960) 16—17.000 tone	
— plăci fibro-lemnoase şi aglomerate (prod. 1960) 90.000—95.000 tone	

Din acest tabel rezultă creşterea însemnată în cel de-al doilea cincinal a producţiei industriei grele şi îndeosebi a industriei chimice şi siderurgiei. Ca urmare a noilor unităţi ce se vor crea, vom produce pentru prima dată în ţara noastră mase şi fibre sintetice, precum şi unele materiale pentru înlocuirea lemnului.

In industria siderurgică se vor termina lucrările începute în primul cincinal şi se vor da în funcţiune însemnate capacităţi noi de producţie: 400 000 tone cocs pe an, la Hunedoara (2 noi baterii, în afară de prima baterie pusă în funcţiune), 700.000 tone oţel S.M./an, în oţelăria nouă, 930.000 tone semifabricate/an (blumuri, ţagle), 615.000 tone laminate finite; se va spori considerabil producţia de ţevi, prin intrarea în funcţiune a laminorului de la Roman.

Tovarăşi,

Ţara noastră are toate condiţiile necesare pentru dezvoltarea unei puternice industrii chimice.

In primul rînd, Romînia are însemnate bogăţii naturale de ţiţei, gaz metan, cărbune, stuf, lemn, sare, minereuri neferoase şi nemetalifere, care constituie o bază bogată şi variată pentru dezvoltarea industriei chimice.

In al doilea rînd, avem cadre competente şi entuziaste de ingineri şi specialişti în chimie, care-şi ridică neîncetat nivelul cunoştinţelor tehnico-ştiinţifice. S-a creat posibilitatea de a acoperi nevoile de forţe de muncă ale industriei chimice prin pregătirea lor în întreprinderile şi institutele chimice existente, precum şi în ramurile înrudite.

In al treilea rînd, este asigurată energia electrică necesară prelucrării acestor valoroase bogăţii naturale şi îndeosebi energia electrică ieftină produsă de hidrocentrale.

In al patrulea rînd, industria construcţiilor de maşini existentă în ţara noastră poate realiza o mare parte din sarcina de construire a instalaţiilor şi agregatelor necesare industriei chimice.

O condiţie de cea mai mare însemnătate este ajutorul prietenesc al ţărilor lagărului socialist şi în primul rînd al Uniunii Sovietice, care are o puternică industrie chimică înzestrată cu tehnica cea mai nouă şi este mare producătoare de utilaj chimic.

Toate aceste condiţii asigură posibilitatea dezvoltării în ritm accelerat a industriei chimice în R.P.R.

In primul cincinal, producţia industriei chimice a crescut de aproape trei ori.

In anii ce urmează vom dezvolta ramurile principale ale industriei chimice şi în primul rînd industria petrochimică, ramură importantă care prelucrează chimic produsele petrolifere.

Gazele de rafinărie, rezultate din prelucrarea petrolului, sînt folosite astăzi drept combustibil. In 1955, valoarea gazelor de rafinărie care s-au consumat drept combustibil reprezenta doar 45 milioane lei; dacă aceeaşi cantitate de gaze ar fi fost prelucrată în produse chimice s-ar fi obţinut o producţie de 800 milioane lei.

Folosind gazele de cracare din industria petroliferă se va construi un mare combinat de cauciuc sintetic, cu o capacitate de 50.000 tone/an, care va da în 1960 o producţie de 10.000 tone. In afară de cauciuc, acest combinat va produce o serie de alte semifabricate valoroase, necesare industriei chimice.

Prin industria petrochimică se vor valorifica la un nivel înalt toate derivatele petrolifere şi se va obţine, pe lîngă benzine şi uleiuri superioare celor produse azi, şi o gamă mare de produse chimice necesare industriei şi agriculturii.

Gazul metan va fi folosit mai mult decît pînă acum ca materie primă pentru industria chimică. El este cea mai ieftină materie primă pentru fabricarea maselor plastice şi pentru industria îngrăşămintelor azotoase, care vor fi produse în cantităţi însemnate.

Pentru realizarea unor recolte bogate, industria chimică va produce în anul 1960 de 4—5 ori mai multe îngrăşăminte minerale şi va lărgi cantitativ şi pe sortimente producţia chimicalelor necesare combaterii dăunătorilor din agricultură.

Se vor produce noi coloranţi, de calitate superioară, se va lărgi gama de produse chimico-farmaceutice, acordîndu-se o atenţie deosebită antibioticelor.

O altă ramură a industriei chimice, industria de celuloză, se va dezvolta în al doilea cincinal pe baza folosirii unei noi materii prime: stuful din Delta Dunării.

Dezvoltarea industriei chimice va permite realizarea unor noi şi însemnate materii prime pentru producţia bunurilor de consum popular, astfel, fibrele sintetice, care vor putea înlocui mătasea, lîna şi bumbacul, sînt în multe privinţe superioare fibrelor naturale.

Producţia industriei chimice, în această perioadă, urmează să crească de cel puţin 2,5—3 ori faţă de anul 1955.

In cursul anului 1956 se va întocmi un program de dezvoltare a industriei chimice pentru o perioadă de 10—15 ani.

Industria petrolului va continua să crească pe baza lărgirii însemnate a forajului de explorare şi exploatare, asigurînd nevoile economiei şi exportul. Vom da o atenţie sporită măririi rezervelor şi valorificării superioare a ţiţeiului, prin construirea unor importante capacităţi de prelucrare, dotate cu tehnică modernă.

Producţia de gaz metan se va mări la cca. 10 miliarde m^3 pe an. Se vor construi conducte principale, care vor alimenta Moldova, Banatul şi Ardealul.

Rămînerea în urmă a *industriei cărbunelui cu cca. 2 milioane tone*, faţă de nivelul prevăzut pentru 1955, va trebui să fie lichidată, punîndu-se accent deosebit pe exploatarea în cariere, mecanizarea şi uşurarea muncii în subteran, mărirea producţiei de cărbune cocsificabil, astfel ca în 1960 producţia de cărbune să ajungă la 11—11,6 milioane tone/an.

Paralel cu dezvoltarea producţiei de combustibil vor trebui luate măsuri serioase pentru o mai raţională folosire a acestuia în interesul întregii economii.

In cursul celui de-al doilea cincinal vor lua un avînt şi mai mare lucrările de electrificare a ţării.

Vor fi extinse centralele construite în primul cincinal; se vor construi noi hidro şi termocentrale. Puterea instalată va creşte cu cca. 700.000 kW, din care 200.000 kW în centrale hidroelectrice şi cca. 500.000 kW în centrale termoelectrice.

La hidrocentrala „V. I. Lenin" de la Bicaz se va executa întregul volum de construcţii care va permite intrarea ei în funcţiune la sfîrşitul celui de-al doilea cincinal cu o putere de 110 mii kW., iar la începutul celui de-al treilea cincinal, sporirea puterii ei cu încă 100 mii kW.

Gradul de interconexiune a centralelor va creşte, în 1960, pînă la 80—85% din puterea instalată; se va extinde termoficarea industrială şi se va începe termoficarea urbană, ceea ce va contribui la reducerea consumului specific de combustibil în centralele Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice de la 650 la 500 gr. combustibil convenţional pe kWh.

Vor trebui să fie extinse studiile, cercetările şi lucrările pentru amenajarea potenţialului hidroenergetic al cursurilor de apă inferioare, precum şi studiile cu privire la amenajarea Dunării, care reprezintă pentru noi, ca şi pentru celelalte ţări riverane cea mai importantă sursă de energie hidraulică.

O ramură nouă a industriei extractive a fost creată în anii primului cincinal: *industria minereului de uraniu*. Această bogăţie uriaşă a ţării noastre constituie baza dezvoltării în viitor a producţiei de energie nucleară şi va contribui la lărgirea considerabilă a resurselor energetice ale economiei noastre.

Cu ajutorul Uniunii Sovietice se construieşte în prezent centrul nostru de cercetări nucleare, în cadrul căruia se vor pune în funcţie în anul viitor un reactor de 2.000 kW şi un ciclotron de 12,5 mega-electroni volţi, instalaţii care vor servi la producerea de izotopi radioactivi pentru cercetări şi aplicaţii în chimie, metalurgie, medicină, biologie. De asemenea, vom pregăti cadre calificate în tehnica nucleară şi aplicaţiile ei.

Oamenii noştri de ştiinţă au marea cinste şi sarcină de a contribui la rezolvarea problemelor legate de producţia energiei atomice, în primul rînd în scopul producţiei de energie electrică.

In al doilea plan cincinal se vor deschide noi mine şi se va dezvolta capacitatea de prelucrare în industria *metalelor colorate*. Vor trebui îmbunătăţite metodele de extracţie a metalelor din minereuri şi îndeosebi a metalelor preţioase.

Industria construcţiilor de maşini şi industria electrotehnică îşi vor dezvolta simţitor producţia în cel de-al doilea plan cincinal, prin folosirea capacităţilor de producţie existente, luptînd cu hotărîre pentru ridicarea nivelului tehnic al produselor. Unele maşini şi utilaje, care nu mai corespund din punct de vedere al productivităţii, al consumului de materiale necesare executării lor cît şi al preţului de cost, determinînd la rîndul lor un nivel tehnic scăzut în ramurile cărora le sînt destinate, vor trebui să fie înlocuite cu tipuri moderne, perfecţionate. Trebuie să îndreptăm cu hotărîre atenţia întreprinderilor către examinarea critică şi perfecţionarea neîntreruptă a produselor principale din profilul întreprinderilor, produse care pot fi fabricate în serie mare.

Se va dezvolta capacitatea de producţie a fabricii de autocamioane, care va trebui să ajungă pînă la 30.000 bucăţi pe an.

Se vor produce de cca. 2 ori mai multe utilaje petrolifere şi de cca. 2,5 ori mai multe utilaje miniere.

Industria electrotehnică va trece la fabricarea în serie a transformatorilor şi aparatajului de 110 kV; pentru dezvoltarea transportului în comun, se va spori producţia de tramvaie şi de troleibuse.

In industria materialelor de construcţii se vor pune în funcţiune noi capacităţi pentru producţia de ciment, blocuri şi cărămizi, silico-calcare, blocuri de zgură, de beton celular, ţigle din ciment, var etc., pentru asigurarea volumului important de lucrări de construcţie.

In industria lemnului se va pune accentul pe valorificarea mai bună a masei lemnoase, prin punerea în funcţiune de instalaţii de plăci aglomerate şi alţi înlocuitori de lemn. Trebuie luate măsuri pentru reducerea deşeurilor şi pierderilor din pădure şi din prelucrare.

De asemenea, va trebui extinsă utilizarea esenţelor tari, cum este fagul, în scopul economisirii răşinoaselor.

In faţa industriei construcţiilor stau sarcini mari în cel de-al doilea plan cincinal. Volumul construcţiilor va creşte cca. de 2 ori.

In cursul primului cincinal, *industria construcţiilor* a făcut progrese însemnate. Constructorii noştri au înălţat în toate regiunile ţării numeroase fabrici şi uzine, instituţii de cultură, de învăţămînt şi de sănătate. Nivelul tehnic al acestor importante ramuri economice a crescut simţitor. Cu toate succesele obţinute, se manifestă o preocupare insuficientă faţă de producţia şi folosirea prefabricatelor de beton, ceea ce duce la un consum exagerat de material lemnos şi la încetinirea procesului de industrializare a construcţiilor.

Lipsuri însemnate persistă încă în organizarea şantierelor, în folosirea judicioasă a materialelor. Utilizarea slabă a parcului de utilaj de construcţii, cu care au fost înzestrate întreprinderile, aduce după sine o sporire nejustificată a cererilor de forţe de muncă şi contribuie la realizarea într-un ritm nesatisfăcător a lucrărilor şi la menţinerea unui preţ de cost ridicat.

Unii proiectanţi şi arhitecţi nu acordă atenţia cuvenită soluţiilor celor mai ieftine, mai durabile şi confortabile.

Conducerile unor institute de proiectare manifestă o atitudine nejustă faţă de proiectele tip, care economisesc munca de proiectare, duc la ieftinirea lucrărilor şi asigură la timp documentaţia necesară şantierelor.

Tovarăşi,

In perioada celui de-al doilea cincinal, *producţia bunurilor de consum, producţia industriei uşoare şi alimentare* va trebui să crească cu cca. 50% faţă de nivelul atins în 1955.

Se vor produce în 1960

cu cca. 45% mai multe textile
cu cca. 45% mai multă încălţăminte
de cca. 3 ori mai multe biciclete
de 2 ori mai multe obiecte de menaj
cu cca. 65% mai multă carne
de cca. 3 ori mai multă slănină
cu 40—45% mai mult peşte
de cca. 2 ori mai mult unt
de cca. 2,2 ori mai mult zahăr
cu cca. 75% mai multe paste făinoase.

În cursul celui de-al doilea plan cincinal, productivitatea muncii trebue să crească în industrie cu cel puţin 45—50%.

Preţul de cost în industria republicană va trebui să fie, în anul 1960, cu cel puţin 15—20% mai mic decît în 1955, iar în construcţii, cu cel puţin 20%. Realizarea acestor sarcini va aduce în anii cincinalului economii de ordinul a 25 miliarde lei în industrie şi aproape 7 miliarde lei în construcţii.

DEZVOLTAREA TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR

Pentru a corespunde necesităţilor economiei, traficul de mărfuri va trebui să atingă în 1960 un nivel de 150—155% faţă de 1955.

Căile ferate vor fi înzestrate cu instalaţii moderne de centralizare electro-dinamică, cu blocuri de linie automate, cu instalaţii de mecanizare a triajelor, precum şi cu instalaţii de încărcare şi descărcare în staţii.

O atenţie deosebită se va da înzestrării parcului cu vagoane frigorifere pentru asigurarea transporturilor de mărfuri perisabile.

In scopul unei întreţineri mai bune a materialului rulant este necesar ca în al doilea cincinal să se treacă la înzestrarea atelierelor şi depourilor cu utilaje moderne de mare randament şi să se reorganizeze reparaţiile pe bază de flux tehnologic.

TRANSFORMAREA SOCIALISTĂ A AGRICULTURII

Tovarăşi,

Plenara din 3—5 martie 1949 a Comitetului Central al partidului nostru a trasat linia politică pentru întărirea alianţei clasei muncitoare cu ţărănimea muncitoare şi transformarea socialistă a agriculturii. In faţa partidului, a clasei muncitoare, plenara a pus sarcina îngrădirii posibilităţilor de exploatare ale chiaburimii şi desfăşurarea unei largi activităţi politice pentru a convinge ţărănimea muncitoare să treacă, pe baza liberului ei consimţămînt, la agricultura socialistă.

Gospodăriile colective şi întovărăşirile agricole au o suprafaţă de peste 1.320.000 ha., iar asociaţiile simple o suprafaţă de 43.000 ha.

Suprafaţa arabilă a sectorului socialist din agricultură, faţă de întreaga suprafaţă arabilă a ţării, a crescut de la 12% în 1950 la 26,5% la sfîrşitul anului 1955. Dacă luăm însă în consideraţie suprafaţa agricolă — în care sînt cuprinse nu numai suprafaţa arabilă, ci şi păşunile, fîneţele naturale, viile şi livezile, sectorul socialist din agricultură reprezintă astăzi peste o treime din întreaga suprafaţă agricolă a ţării.

Masele largi de ţărani muncitori au pornit cu încredere pe drumul arătat de partid, înfiinţînd pînă acum un număr de 6.325 gospodării colective şi întovărăşiri agricole, care cuprind peste 382.000 familii, precum şi cca. 3.000 asociaţii pentru culturile tehnice, care cuprind aproape 80.000 familii. Aproape 14% din numărul total al gospodăriilor ţăranilor muncitori fac parte din aceste forme socialiste şi semisocialiste de cooperare în producţia agricolă.

In agricultură există în prezent 221 staţiuni de maşini şi tractoare ale statului cu peste 30.000 tractoare (exprimate în tractoare convenţionale de 15 C.P.), peste 1.500 autocombine, peste 15.000 batoze şi alte maşini şi utilaj agricol.

Socialismul a cucerit la sate poziţii puternice, care deschid perspectivele înaintării într-un ritm mai accelerat pe baza transformării socialiste a agriculturii.

Sprijinindu-se pe creşterea bazei tehnico-materiale a agriculturii şi pe creşterea sectorului socialist, oamenii muncii din agricultură au obţinut însemnate succese în lupta pentru lichidarea stării de înapoiere şi degradare a agriculturii moştenită de la regimul burghezo-moşieresc. In ansamblul ei, *producţia agricolă a depăşit nivelul producţiei agricole din 1938, considerat a fi anul cu cea mai mare producţie obţinută de Romînia burghezo-moşierească.*

Producţia globală de cereale realizată în anul 1955 este de aproape 12 milioane tone, faţă de aproape 9 milioane tone în anul 1938. Dacă luăm producţia totală pe cinci ani, constatăm că producţia totală de cereale realizată în anii 1951—1955 depăşeşte cu 1 000 000 tone producţia anilor 1935—1939. *S-a depăşit cu peste 3 milioane de tone producţia prevăzută în planul cincinal pentru anul 1955 la cereale panificabile şi porumb la un loc.* Acesta este un succes al oamenilor muncii din agricultură, un succes al partidului nostru.

Tovarăşi,

Obiectivul principal în agricultură în cel de-al doilea plan cincinal este creşterea considerabilă a producţiei agricole-marfă şi, în primul rînd, creşterea producţiei-marfă provenite din sectorul socialist al agriculturii. La sfîrşitul celui de-al doilea plan cincinal, cantitatea de produse agricole-marfă provenită din sectorul socialist al agriculturii va trebui să fie de 60—70% din întreaga producţie marfă-agricolă.

Condiţia hotărîtoare pentru avîntul tuturor ramurilor producţiei agricole — în special al creşterii animalelor — o constituie dezvoltarea considerabilă a producţiei de cereale-marfă. Pînă la sfîrşitul celui de-al doilea plan cincinal trebuie să ajungem la producţia anuală de *cel puţin 15 milioane tone cereale, din care grîu şi secară cel puţin 5,5 milioane tone.* Sporirea producţiei totale de cereale trebuie şi poate fi obţinută prin sporirea producţiei la hectar şi prin sporirea suprafeţelor cultivate cu porumb, astfel încît să se ajungă în 1960 la o suprafaţă de cca. 4 milioane hectare cultivate cu porumb şi la o producţie anuală de cca. 8—9 milioane tone porumb.

In cursul celui de-al doilea plan cincinal trebuie să obţinem sporuri însemnate de producţie la cartofi, sfeclă de zahăr, legume, bumbac, floarea-soarelui, cînepă şi in pentru fuior, pentru aprovizionarea cu materii prime a filaturilor de in şi cînepă care vor intra în funcţiune în al doilea cincinal etc.

O mare atenţie trebuie să acordăm în cursul anilor următori viticulturii şi pomiculturii, una din marile bogăţii ale ţării. Viile ocupă o suprafaţă de 227 000 ha. din care 28 500 ha. sînt ale statului.

In ramura creşterii animalelor, deosebit de importantă este dezvoltarea creşterii bovinelor, astfel încît la sfîrşitul anului 1960 să se ajungă la 5 milioane capete. Trebuie stimulată, în special dezvoltarea creşterii vacilor.

Esenţial pentru dezvoltarea economiei naţionale şi ridicarea nivelului de viaţă al poporului muncitor este nu numai creşterea producţiei agricole la hectar, ci şi creşterea productivităţii muncii agricole. Specialiştii din agricultură din ţara noastră confundă adeseori producţia la hectar cu productivitatea muncii, nu ţin seamma de condiţiile economice în care are loc producţia şi termină prin a ne da o producţie cu un preţ de cost ridicat. Or, nu este tot una dacă la o producţie medie la hectar de 2 000 kg. porumb s-au lucrat 35 zile-om la hectar sau numai 10 zile-om. Preţul de cost în agricultură

este încărcat de risipa de forță de muncă, de aparatul administrativ umflat din gospodării de stat și S.M.T.-uri, de nivelul încă redus al mecanizării și de utilizarea necomplectă a utilajului existent.

Sarcina care stă în fața noastră este de a asigura progresul tehnic în agricultură, prin mecanizarea și chimizarea agriculturii, *pentru a spori producția la hectar și productivitatea muncii și a reduce continuu cheltuielile de producție în agricultură.* Dezvoltarea masivă a agriculturii nu poate fi concepută fără mecanizarea principalelor procese de producție din toate ramurile agriculturii. Numărul stațiunilor de mașini și tractoare va crește an de an, astfel că în 1960 va ajunge la cca. 380; rețeaua de stațiuni se va lărgi simțitor în regiunile mari producătoare de cereale: Constanța, Galați, București, Craiova, Timișoara, Arad și altele.

Pînă la sfîrșitul celui de-al doilea plan cincinal, capacitatea parcului de tractoare al S.M.T.-urilor și gospodăriilor de stat se va mări pînă la cca. 37 000 tractoare convenționale de 15 C.P. din care pentru prășit 17 000, trebuie să se asigure sporirea randamentului anual pe tractor convențional astfel ca volumul lucrărilor să ajungă în anul 1960 la peste 12 milioane hectare arătură normală.

Pentru a se obține recolte mari trebuie să se introducă pe scară largă mecanizarea lucrărilor de însămînțare, îngrijire și recoltare a porumbului, florii-soarelui, cartofului și aplicarea metodelor agrotehnice înaintate și rentabile din punct de vedere economic; să se extindă recoltatul mecanic al sfeclei de zahăr, al plantelor de nutreț și să se mecanizeze pe o scară largă însilozarea nutreturilor, mulsul vacilor, tunsul oilor și alte lucrări din sectorul zootehnic, care necesită un mare volum de muncă.

Paralel cu mecanizarea trebuie să dăm o mare atenție electrificării unor lucrări agricole care cer un volum mare de muncă omenească.

Pentru îndeplinirea sarcinii de sporire a recoltei de cereale și de mărire a producției principalelor produse animale, o importanță primordială o are folosirea rațională și deplină a pămîntului, principalul mijloc de producție în agricultură.

Se impune ca neîntîrziat să se studieze experiența îndelungată a țărănimii locale, a fruntașilor în cultura plantelor și, pe baza cercetărilor științifice, să se întocmească lucrarea de raionare a producției agricole.

O sursă importantă de sporire a producției agricole, în deosebi a producției de cereale, este valorificarea terenurilor încă nefolosite sau folosite temporar.

In cursul celui de-al doilea cincinal putem să redăm pentru producția agricolă cca. 100 000 ha. în regiunea inundabilă a Dunării, sărăturile pe o întindere de cca. 150 000 de hectare, cît și suprafețele ocupate de nisipuri, din Oltenia, din vestul țării, Bărăgan, sudul Moldovei și din Delta Dunării.

Prin intensificarea lucrărilor hidroameliorative se vor restabili și lărgi sistemele existente de desecare din Țara Bîrsei și din alte regiuni ale țării. De asemenea, prin lucrări de amenajare, vor fi pregătite terenurile din sudul Moldovei car vor fi irigate cu apă din bazinul de acumulare de la Bicaz.

Tovarăși,

Din cauza despăduririlor prădalnice din trecut, a exploatării nerationale a solului de către regimul burghezo-moșieresc, eroziunea solului a luat la noi în țară o întindere mare în regiunile cu relief accidentat.

Din cauza procesului de eroziune, statul și poporul muncitor pierd anual mari cantități de produse agricole. Eroziunea nu este un proces static, ci este în mers continuu, amenințînd și alte terenuri dacă nu se iau măsuri eficace.

Stăvilirea eroziunii și restaurarea terenurilor erodate trebuie socotite ca o problemă de stat, iar rezolvarea ei va trebui să înceapă încă în cursul celui de-al doilea plan cincinal.

Recuperarea pentru agricultură a terenurilor cu eroziune puternică se va face prin lucrări ce se vor executa pe etape, folosirea lor făcîndu-se atît prin culturile agricole valoroase, cum este vița de vie, cît și prin plantațiuni silvice.

In domeniul silviculturii, sarcina noastră în cel de-al doilea plan cincinal este continuarea lucrărilor de împădurire a terenurilor forestiere dezgolite, refacerea pădurilor degradate, împădurirea a cel puțin 600 000 hectare teren forestier și executarea pe scară largă a operațiunilor de îngrijire a arboretelor și de refacere a arboretelor slab productive din luncile rîurilor.

Tovarăși,

Sarcinile principale ale partidului în cel de-al doilea plan cincinal, în legătură cu transformarea socialistă a agriculturii sînt:

a) Intensificarea muncii politice și organizatorice pentru crearea, într-un ritm mai accelerat, de noi întovărășiri agricole și gospodării colective, cu respectarea strictă a liberului consimțămînt al țăranilor muncitori; întărirea și dezvoltarea gospodăriilor colective și întovărășirilor agricole existente; sprijinirea formelor simple de asociere în producția agricolă a țăranilor muncitori în vederea muncii în comun, a contractării în comun, a folosirii mai raționale a mijloacelor proprii și a mașinilor agricole ale statului și îndrumării țăranilor muncitori spre forme superioare de cooperație de producție agricolă.

b) Sporirea producției la hectar și a productivității muncii agricole, pe calea progresului tehnic în agricultură, a mecanizării principalelor lucrări în toate ramurile agriculturii.

c) Extinderea suprafețelor cultivabile, dezvoltarea irigațiilor și măsuri pentru conservarea solului împotriva eroziunilor.

d) Scăderea cheltuielilor de producție în agricultură.

e) Dezvoltarea creșterii animalelor și a productivității lor, îmbunătățirea calitativă a șeptelului.

Cu încredere în forțele creatoare ale clasei noastre muncitoare, ale țărănimii muncitoare, vom realiza sarcinile ce stau în fața partidului în opera de transformare socialistă a agriculturii. *(Aplauze vii).*

Protecția prin învelișuri izolante, a cablurilor și canalizațiilor, împotriva coroziunii prin curenți de dispersie

Conf. GH. MOISIL

620.193.7 :621.315.21

Se studiază teoretic, pe baza ecuațiilor dispersiei curenți'or în sol, eficacitatea protecției prin izolație a rețelelor subterane, împotriva coroziunii prin curenți de dispersie, produși de o linie de tracțiune electrificată în curent continuu. Rezultatele se ilustrează prin cîteva exemple redate sub forma unor diagrame.

Printre metodele cele mai răspîndite de protecție a cablurilor și canalizațiilor subterane împotriva coroziunii, se numără și folosirea învelișurilor izolante. Eficacitatea protecției prin învelișuri izolante este incontestabilă, în ceea ce privește coroziunea datorată microelementelor galvanice, de concentrație sau de aerație diferențială.

Dimpotrivă, folosirea învelișurilor izolante, ca metodă unică de protecție împotriva coroziunii prin curenți de dispersie, este discutabilă. Mai ales oportunitatea folosirii învelișurilor izolante în zonele anodice ale cablurilor și canalizațiilor este considerată cu multă prudență, deoarece există temerea că în locurile în care învelișul este degradat, densitatea de curent poate ajunge la valori foarte mari, în aceste puncte concentrîndu-se cea mai mare parte a curentului de ieșire. Viteza de coroziune fiind proporțională cu densitatea superficială de curent, în punctele în care învelișul este deteriorat, viteza de coroziune poate atinge valori cu mult superioare celor care s-ar obține în absența învelișului izolant în zona anodică.

Pentru lămurirea eficacității protecției prin învelișuri izolante împotriva coroziunii prin curenți de dispersie, se prezintă în cele ce urmează o metodă de calcul a influenței învelișului izolant asupra distribuției densității de curenți, iar rezultatele calculelor se concretizează prin cîteva exemple.

* * *

Fie o linie de tracțiune electrică, încărcată cu n trenuri, care injectează fiecare în linie curenții I_1, I_2,..I_j..I_n,. De asemenea linia este prevăzută și cu un cablu de întoarcere, ce absoarbe un curent $I_0 = -\Sigma I_j$. In apropierea liniei de tracțiune, se află îngropat un cablu sau o canalizație. Se poate arăta, că într-un punct M_i, de pe cablu, de coordonate x_i, y_i, z_i, densitatea liniară a curentului de schimb cablu-sol, este o funcțiune liniară de intensitățile I_0, I_1, I_2...I_n, ale surselor aplicate pe linia de tracțiune:

$$j_i(x_i y_i, z_i) = \lambda_{i0} I_0 + \lambda_{i1} I_1 + \ldots + \lambda_{ij} I_j + \\ + \ldots . \lambda_{in} I_n \qquad (1)$$

Coeficienții de repartiție λ_{ij} ai densității de curent sînt funcțiuni de parametri geometrici ai problemei și de rezistivitățile conductorilor implicați și a solului. In ipoteza liniarității mediului ei sînt independenți de intensitatea I_j a diferitelor surse aplicate.

Coeficienții λ_{ij} pot fi calculați în anumite cazuri în care se admit cîteva ipoteze simplificatoare.

Astfel într-o lucrare anterioară [1] s-a calculat expresia coeficienților λ_{ij}, în următoarele ipoteze: șinele liniei de tracțiune sînt echivalate unor cilindri semi-îngropați de lungime infinită; cablul este considerat și el ca un cilindru, paralel cu șinele, de asemenea de lungime infinită și îngropat la o adîncime riguros constantă; suprafața de separație aer-sol este considerată riguros plană și indefinită, solul este presupus perfect omogen, de rezistivitate constantă și lipsit de alți conductori în afara celor de mai sus; potențialele de contact între conductori și sol sînt neglijabile; contactul roților prin care se introduce curentul, ca și contactul cablului de întoarcere se consideră punctiforme; de asemenea razele cilindrilor asimilați șinelor și cablului sînt neglijabile în raport cu distanțele dintre șine, dintre șină și cablu sau adîncimea de îngropare a cablului.

In cadrul acestor ipoteze, coeficienții de repartiție pot fi exprimați sub forma unor funcțiuni:

$$\lambda_{ij} = \lambda_{ij}\ (a,\ a_3, D_{12}, D_{13},\ D_{23},\ h,\ r,\ r_3,\ \rho,\ x_i — X_j).$$

In această expresie a reprezintă raza cilindrilor asimilați șinelor, a_3, raza cablului, D_{12} ecartamentul șinelor, D_{13}, D_{23}, distanțele dintre cele două șine și cablu, h adîncimea de îngropare a cablului, r rezistența electrică pe unitatea de lungime de șină, r_3, rezistența electrică pe unitatea de lungime de cablu, ρ rezistivitatea solului, x_i abscisa punctului M_i de pe cablu în care se determină densitatea de curent, iar X_j abscisa punctului de pe șină în care se aplică sursa I_j.

Semnificația acestor parametri reiese din figura 1.

Expresia explicită a coeficienților λ_{ij} de distribuție a densității liniare de curent poate fi

calculată [1] și este ce forma următoare:

$$\lambda_{ij} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} \frac{1}{\Delta}\frac{\pi r}{\rho q^2}\left[\frac{\pi r}{\rho q^2} + K_0(qa) + K_0(q D_{12})\right]$$

$$[K_0(qD_{13}) + K_0(qD_{23})]\ \cos q\ (x_i - X_j)dq$$

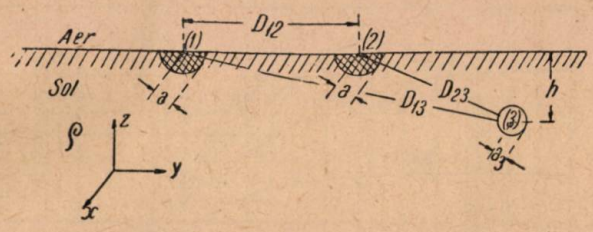


Fig. 1. Amplasamentul șinelor și cablului în sol.

în care q reprezintă un parametru de integrare. Pentru simplificare grafică s-a notat prin Δ expresia:

$$\Delta = \begin{vmatrix} \frac{\pi r}{\rho q^3} + K_0(qa) & K_0(qD_{12}) & K_0(qD_{13}) \\ K_0(q D_{12}) & \frac{\pi r}{\rho q^2} + K_0(qa) & K_0(q D_{12}) \\ K_0(q D_{13}) & K_0(qD_{23}) & \\ & \frac{\pi r}{\rho q^2} + \frac{1}{2}[K_0(qa_3) + K_0(2qh)] & \end{vmatrix}$$

Calculul numeric al coeficienților λ_{ij} conform relației (2) nu se poate face prin integrare directă, ci numai prin integrare mecanică.

Expresia de mai sus a coeficientului λ_{ij} de repartiție a densității de curent de schimb cablu sol, implică ipoteza unui contact perfect între electroliții din sol și suprafața metalică a cablului.

Dacă însă între cablu și sol se află interpus un înveliș izolant, evident că mărimea coeficienților λ_{ij} va fi modificată.

Pentru a putea determina noua expresie a coeficienților în cazul existenței unui înveliș izolant, se poate raționa în modul următor [2]:

Invelișul izolant, așa cum de altfel a arătat și experiența, nu izolează complet cablul de sol, ci doar introduce o rezistență între cablu și sol, rezistență care este cu atît mai mare cu cît învelișul este de calitate mai bună. Așadar, prezența unui înveliș izolant are drept efect creșterea rezistenței de contact dintre cablu și sol.

Să presupunem un electrod de formă cilindrică, neizolat; de lungime $l = 1$ și rază a, așezat într-un sol omogen presupus indefinit de rezistivitatea constantă ρ. Pe electrod se aplică o sursă de curent, care creiază pe unitatea de lungime de electrod o densitate liniară de curent j și care imprimă la suprafața electrodului un potențial V.

Să considerăm o suprafață Σ, de asemenea cilindrică, de rază a_0, coaxială cu electrodul și care să se găsească la potențialul $V_0 = 0$.

Tensiunea dintre electrod și suprafața Σ, de potențial nul va fi:

$$U = V - V_0 = \frac{\rho}{2\pi}\ln\frac{a_0}{a},$$

Raportul:

$$R = \frac{U}{j} = \frac{\rho}{2\pi}\ln\frac{a_0}{a}.$$

este rezistența de contact pe unitatea de lungime a electrodului, față de solul în care se află așezat.

Rezistența de contact pe unitatea de lungime se măsoară în $\Omega \cdot m$. Pentru a afla rezistența unei lungimi l de cablu, va fi necesar să împărțim rezistența pe unitatea de lungime, cu lungimea l, deoarece este vorba de o rezistență de izolament.

Să presupunem acum că electrodul este acoperit cu un strat izolant. Aplicînd aceeași tensiune V între electrod și suprafața Σ, va avea loc scurgerea unei densități liniare de curent j^*, inferioare lui j. Raportul:

$$R^* = \frac{U}{j^*}$$

reprezintă rezistența de contact pe unitatea de lungime a electrodului acoperit cu stratul izolant. Diferența:

$$\mathfrak{R} = R^* - R$$

este chiar rezistența suplimentară a stratului izolant.

Vom considera acum un alt electrod de asemenea cilindric, îngropat în același sol, a cărui rază a^*, să aibă o astfel de valoare, încît rezistența lui pe unitatea de lungime, neizolat, să fie tocmai R^*.

Vom avea în mod analog:

$$R^* = \frac{\rho}{2\pi}\ln\frac{a_0}{a^*}$$

Așadar, acoperirea unui electrod cilindric cu un înveliș izolant de rezistență $\mathfrak{R}$ pe unitatea de lungime, este echivalentă cu micșorarea razei electrodului dela a la a^*. Un calcul elementar ne conduce la relația:

$$\mathfrak{R} = \frac{\rho}{2\pi}\ln\frac{a}{a^*}$$

și în consecință:

$$a^* = a\, e^{-\frac{2\pi\mathfrak{R}}{\rho}}. \qquad (3)$$

Raza a^* a electrodului neizolat, care prezintă aceeași rezistență de contact ca și un electrod de rază a, acoperit cu un înveliș de rezistență

$\mathcal{R}$, scade exponențial cu rezistența $\mathcal{R}$ a învelișului izolant.

Pentru a calcula densitatea curentului de schimb dintre sol și un cablu prevăzut cu înveliș izolant supus acțiunii unei linii de tracțiune, vom putea folosi deci aceleași relații ca și în cazul cablurilor neizolate, cu singura deosebire că va trebui să înlocuim raza adevărată a_3 a cablului prin raza a_3^*, a electrodului echivalent:

$$a_3^* = a_3 c. \frac{2\pi\mathcal{R}}{\rho} .$$

In consecință vom putea folosi expresia (2) pentru calculul coeficienților λ_{ij}, avînd grijă să înlocuim raza a_3, a cablului, prin raza echivalentă a_3^*.

Riguros vorbind, înlocuirea unui electrod cilindric izolat, de rază a, cu un electrod neizolat de rază $a^* > a$, aduce și modificarea liniilor de curent. Totuși întrucît, chiar una din ipotezele admise constă în a considera neglijabilă raza a în raport cu distanțele D_{12}, D_{13}, etc. înseamnă că modificarea introdusă în forma liniilor de curent prin substituirea razei a_3 cu raza a_3^* este și ea implicit neglijabilă.

Este interesant de studiat variația coeficientului de repartiție λ în funcție de rezistența $\mathcal{R}$, a învelișului izolant.

In acest scop s-a luat următorul exemplu:

$a = 0{,}05$ m $\quad h = 0{,}75$ m

$a_3 = 0{,}025$ m $\quad r = 10^{-5}$ Ω/m

$D_{12} = 1{,}5$ m $\quad r_3 = 10^{-3}$ Ω/m

$D_{13} = 4{,}47$ m $\quad \rho = 500$ Ω · m

$D_{23} = 3$ m

In diagrama din fig. 2, se arată în cadrul exemplului de mai sus, variația coeficientului λ de repartiție a densității de curent în funcție de rezistența $\mathcal{R}$ a învelișului izolant și de distanța ξ dintre locul în care se aplică sursa și punctul de pe cablu în care se determină coeficientul λ.

Se vede că pentru valoarea rezistivității solului considerată în exemplu, învelișurile izolante cu o rezistență mai mică de 250 Ω · m nu au practic vorbind un efect de reducere a densității liniare de curent. Învelișurile cu o rezistență cuprinsă între 250 Ω · m și 600 Ω · m exercită o micșorare a densității de curent, iar învelișurile cu o rezistență mai mare de 600 Ω · m, exercită o serioasă reducere a densității de curent. Tot in curbele din fig. 2 se constată că pe măsură ce rezistența învelișului crește, are loc o nivelare a valorilor densității liniare de curent, de-a lungul cablului. Astfel se vede că pentru rezistențe ale învelișului mai mari de 20 000 Ω · m coeficientul λ este practic independent de distanța ξ. Un alt rezultat interesant ce reiese din această diagramă îl constituie faptul că la distanțe mai mari de 1 km de punctul în care se aplică sursa, coeficientul λ este *mai*

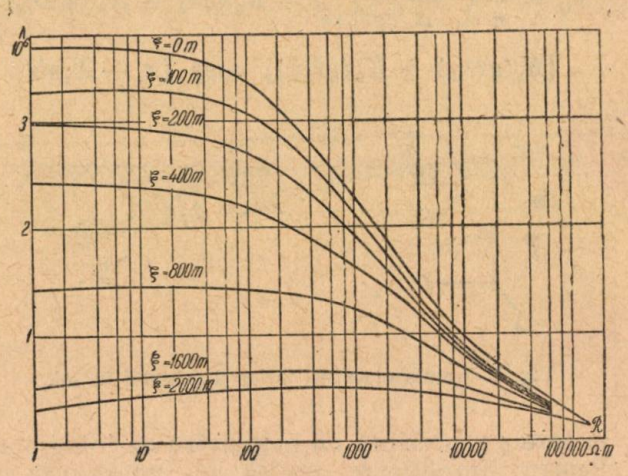


Fig. 2. Variația coeficientului de repartiție, a densității liniare de curent, în funcție de rezistența izolației, pe unitate de lungime, în cazul diferitelor valori ale distanței față de punctul în care se aplică pe șine perechea de sursei.

mare în cazul cînd cablul este acoperit cu un înveliș izolant de mică rezistență (pînă la circa 15 000 Ω · m), decît în cazul cînd cablul nu este izolat.

Tendința de nivelare a repartiției densității liniare de curent de-a lungul cablului, reiese și mai clar din diagrama din fig. 3, în care se

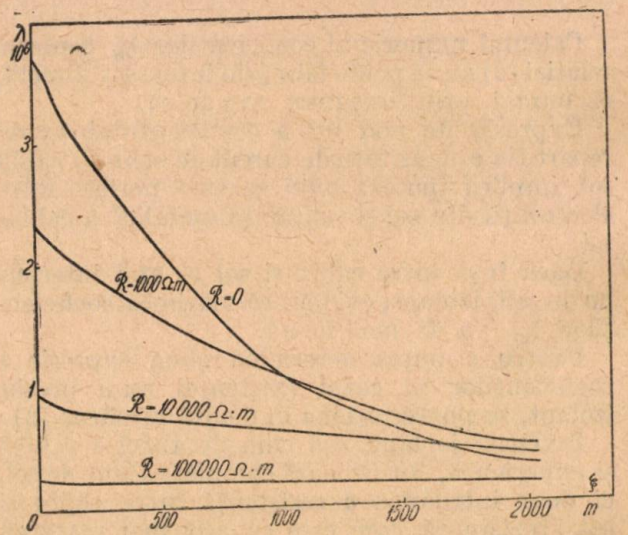


Fig. 3. Variația coeficientului, de repartiție a densității liniare de curent, în funcție de ξ, pentru diferite valori ale rezistenței învelișului izolat.

arată variația lui λ în funcție de ξ, pentru diferite rezistențe ale învelișului.

O altă problemă interesantă o constituie studiul variației densității liniare a curentului de schimb cablu-sol, în cazul unei linii de tracțiune electrică încărcată cu un număr oarecare de trenuri și prevăzută cu cabluri de întoarcere. In acest scop se va studia exemplul din fig. 4.

Pe o linie de tracțiune electrică rectilinie, se află patru trenuri, așezate în punctele x_1, x_5 x_9 și x_{13}. Aceste trenuri introduc curenții

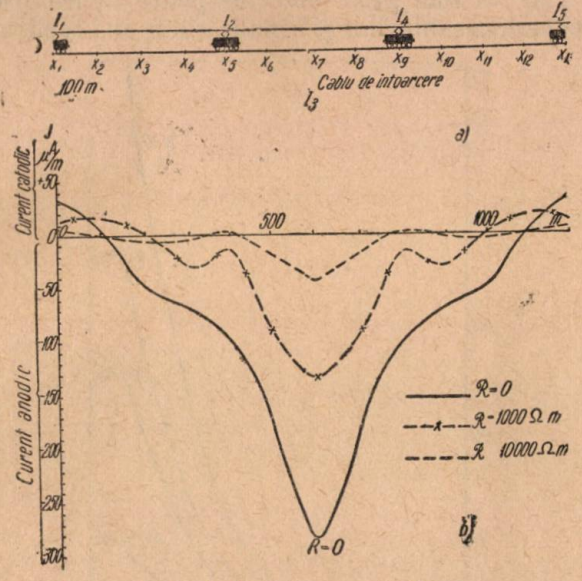


Fig. 4. Densitatea liniară de curent, în diferitele puncte ale unei rețele metalice subterane care se află sub influența a 4 trenuri electrice și a unui cablu de întoarcere, în funcție de diferite valori ale rezistenței învelișului izolat.

$I_1 = 50$ A, $I_2 = 75$ A, $I_4 = 75$ A și $I_5 = 50$ A. In punctul de abscisă x_7 se află un cablu de întoarcere care absoarbe curentul $I_3 = -250$ A. Paralel cu linia de tracțiune se află îngropat un cablu prevăzut cu un înveliș izolant.

Presupunînd că mărimile a, a_3, r, r_3, D_{12}, D_{13}, D_{23}, h și ρ au valorile din exemplul precedent, densitatea de curent de schimb, în diferite punct ale cablului, poate fi calculată pe baza datelor din fig. 2 și 3.

Intr-adevăr, să căutăm să determinăm densitatea liniară j_i a curentului de schimb cablu-sol, în punctele x_1, $x_2 \ldots x_i \ldots x_{13}$. Aceste valori ne vor permite să trasăm curba variației densității de curent de-a lungul cablului.

Intrucît din motive de simetrie $j_1 = j_{13}$, $j_2 = j_{12}$, $j_3 = j_{11}$, $j_4 = j_{10}$ și $j_1 = j_9$, este suficient să determinăm densitățile de curent $j_1 \ldots j_7$, în punctele $x_1 \ldots x_7$. Datorită ipotezei liniarității mediului este valabilă relația:

$$\| j_i \| = \| \lambda_{ij} \| \cdot \| I_j \|. \qquad (4)$$

In care $\| j_i \|$ reprezintă matricea densităților de curent în sistemul de puncte $x_1 \ldots x_7$, $\| I_j \|$ matricea surselor aplicate, iar $\| \lambda_{ij} \|$ matricea coeficienților de repartiție a densității de curent.

Relația (4) se poate scrie și astfel:

$$\begin{Vmatrix} j_1 \\ j_2 \\ j_3 \\ j_4 \\ j_5 \\ j_6 \\ j_7 \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} & \lambda_{13} & \lambda_{14} & \lambda_{15} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} & \lambda_{23} & \lambda_{24} & \lambda_{25} \\ \lambda_{31} & \lambda_{32} & \lambda_{33} & \lambda_{34} & \lambda_{35} \\ \lambda_{41} & \lambda_{42} & \lambda_{43} & \lambda_{44} & \lambda_{45} \\ \lambda_{51} & \lambda_{52} & \lambda_{53} & \lambda_{54} & \lambda_{55} \\ \lambda_{61} & \lambda_{62} & \lambda_{63} & \lambda_{64} & \lambda_{65} \\ \lambda_{71} & \lambda_{72} & \lambda_{73} & \lambda_{74} & \lambda_{75} \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{Vmatrix} \qquad (4')$$

Coeficienții λ_{ij} se determină în modul următor: se măsoară pe fig. 4 a, distanța ξ_{ij} în valoare absolută dintre abscisa punctului x_i în care se determină densitatea de curent și abscisa punctului X_j în care se aplica sursa I_j

$$\xi_{ij} = x_j - X_j$$

In consecință:

$$\lambda_{ij} = \lambda \ (\xi_{ij}).$$

Se ridică de pe diagrama din fig. 3, de pe curba rezistivității învelișului, valoarea lui λ, corespunzătoare distanței ξ_{ij}. Această valoare este tocmai coeficientul λ_{ij} care ne interesează. In acest fel se calculează toate elementele matricei $\| \lambda_{ij} \|$. Densitatea liniară a curentului de schimb cablu-sol, în diferitele puncte $x_1 \ldots x_7$ se calculează conform relației (4').

In fig. 4 sînt arătate aceste valori, pentru cazul unui cablu neizolat și al unor cabluri cu învelișuri cu rezistență de 1000 Ω·m și 10000 Ω · m. Și din acest exemplu se vede că sporirea rezistenței învelișului, are drept efect o nivelare a repartiției densității de curent de-a lungul cablului. Un alt fapt interesant de semnalat constă în relativ mica scădere a dimensiunilor zonei anodice. Astfel pe cînd în cazul cablului neizolat zona anodică se întinde pe o distanță de 1 km, în cazul unui cablu de izolație de 10 000 Ω·m, zona anodică principală se întinde pe 350 m, apărînd în plus încă două zone anodice secun-

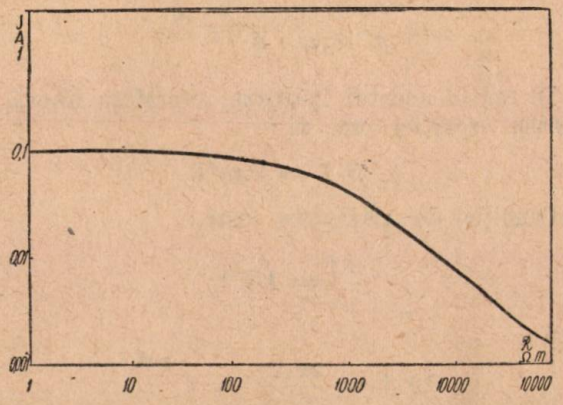


Fig. 5. Variația curentului total J, cedat în zona anodică în funcție de rezistența învelișului izolat.

dare, de cîte 250 m. In cazul cablului cu izolație de 100000 Ω · m ne indicat în figură, zona anodică se întinde de asemenea, pe circa 1 km.

In fig. 5 se arată variația curentului total cedat în zonele anodice în funcție de rezistența învelișului izolat:

$$J = \int_{\text{Zona anodică}} j\,(x)\ dx$$

Și această diagramă pune în evidență faptul că influența exercitată de izolațiile slabe, este practic nulă.

Calculele și diagramele prezentate mai sus ne arată modul în care variază densitatea liniară de curent și funcție de rezistența izolației.

Nu este însă just să tragem concluzia că prin reducerea densității liniare de curent, are loc neapărat reducerea vitezei de coroziune, deci micșorarea pericolului de coroziune a cablului sau canalizației.

Intr-adevăr viteza de coroziune este proporțională cu densitatea superficială de curent:

$$i = \frac{dJ}{dS}.$$

Prin izolarea cablurilor și canalizațiilor, suprafața liberă de contact dintre metal și sol se reduce foarte mult, așa încît chiar un curent mic J de ieșire din zona anodică, poate conduce la valori mari ale densității superficiale de curent. Densitățile de curent relativ mari, sînt foarte periculoase, ele producînd viteze de coroziune foarte mari. Dacă însă suprafața liberă de contact între metal și sol se reduce la o valoare extrem de mică, densitățile superficiale de curent enorme, încetează de a mai fi periculoase deoarece are loc pasivarea metalului. In general se știe că în cazul cînd suprafața învelișului izolant este mai mică decît 10^{-4} din suprafața totală a metalului, acesta este protejat prin pasivare.

In prima aproximație, putem spune că suprafața liberă de contact a unui cablu izolat, este egală cu suprafața cablului neizolat de rază echivalentă:

$$a^* = a \cdot e^{-\frac{2\pi r}{\rho}\mathcal{R}}.$$

In cadrul acestei ipoteze, suprafața liberă a porilor izolației va fi:

$$S^* = 2\pi a^* l.$$

Condiția de pasivare este:

$$\frac{S^*}{S} = 10^{-4}$$

sau

$$10^{-4} = \frac{2\pi a^* l}{2\pi a l} = e^{-\frac{2\pi\mathcal{R}}{\rho}}$$

adică

$$\mathcal{R} = \frac{2 \times 2{,}3026}{\pi}\rho \qquad (5)$$

Rezistența minimă a învelișului izolant pentru care se obține pasivarea este proporțională cu rezistivitatea solului. In solurile foarte conductoare este deci de așteptat să se obțină pasivarea pentru un înveliș mai slab, decît în solurile de mare rezistivitate.

In fig. 6, se arată variația coeficientului de repartiție a densității superficiale de curent

$$\omega = \frac{1}{S}\lambda$$

în funcție de rezistența învelișului. Se observă că pentru valori ale lui $\mathcal{R}$ inferioare condiției de pasivare, coeficientul de repartiție al densității superficiale de curent *crește* cu rezistența izolației.

Dar cel mai grav efect ce poate apare prin acoperirea cablurilor și canalizațiilor cu învelișuri

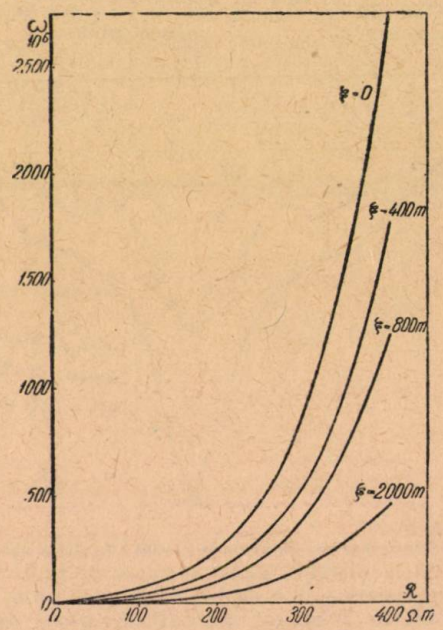


Fig. 6. Variația coeficientului de repartiție a densității superficiale de curent, în funcție de rezistența izolației pentru cîteva valori ale lui ξ.

izolante îl constituie concentrarea curentului în punctele în care izolația este deteriorată.

Să ne referim la exemplul din fig. 4. Să considerăm că în zona anodică, învelișul izolant este deteriorat în patru locuri pe cîte o zonă de 2 cm^2.

Suprafața metalului în contact direct cu solul este, așadar, numai de 8 cm^2. Intregul curent de ieșire J din zona anodică se va concentra exclusiv pe această suprafață, producînd densități superficiale de curent mari și deci viteze de coroziune mari. Pentru un înveliș cu o rezistență de izolație $\mathcal{R} = 1\,000\ \Omega \cdot m$ se găsește că în punctele în care izolația este deteriorată, $i = 4{,}87$ m A/cm^2, iar $v = 147$ mm/an. Pentru o izolație ceva mai bună, $\mathcal{R} = 10\,000\ \Omega \cdot m$, valorile sînt mai mici, $i = 0{,}95$ m A/cm^2 și $v = 28{,}6$ mm/an, deoarece și curentul captat în zona catodică este mai mic.

In cazul cînd rețeaua nu ar fi fost izolată, densitatea superficială de curent nu ar fi depășit însă 0,18 μA/cm^2, nici în punctele cele mai apropiate de conexiunea cablului de întoarcere al liniei de tracțiune.

In exemplul de mai sus, s-a presupus că în cazul rețelelor prevăzute cu învelișuri izolante schimbul de curent în zona anodică are loc exclusiv în punctele în care învelișul este deteriorat, pe restul suprafeței anodice a rețelei neefectuîndu-se schimburi de curent, deoarece este îndeplinită condiția de pasivare.

Din cele expuse mai sus se pot trage următoarele concluzii :

Calculul curenților de schimb dintre un cablu sau canalizație prevăzută cu un înveliș izolant se poate efectua folosind aceleași relații ca și în cazul absenței învelișului, cu condiția de a se înlocui mărimea razei cablului sau canalizației, cu raza $a^* = a\ e^{\frac{2\pi\mathcal{R}}{\rho}}$ a conductorului echivalent neizolat.

Prezența învelișurilor izolante, are drept rezultat un efect de nivelare a schimburilor de curent, de-a lungul cablului sau canalizației. La distanțe mari de sursa ce produce curenții de dispersie, densitatea liniară de curent de schimb cablu-sol este practic independentă de rezistența învelișului.

Densitatea superficială de curent, și deci viteza de coroziune, cresc pe măsură ce crește rezistența învelișului. Totuși pentru cazul cînd $\mathcal{R} \gg \rho$, apare fenomenul de pasivare, care are drept rezultat încetarea coroziunii.

Deteriorările învelișului izolant, reprezintă cazuri deosebit de grave, concentrarea curentului în punctele în care este deteriorat învelișul producînd viteze de coroziune considerabile, cu mult superioare celor care s-ar fi observat în absența învelișului protector.

Rezultă din cele de mai sus că protecția prin învelișuri, folosită ca metodă unică de protecție împotriva coroziunii prin curenți de dispersie nu poate fi utilă, decît în cazul cînd învelișul este de foarte bună calitate și executat în condițiile cele mai îngrijite. Dimpotrivă învelișurile slabe, cu discontinuități și deteriorări, nu numai că nu asigură o protecție suplimentară, dar înrăutățesc condițiile de coroziune, cablurile și canalizațiile fiind mai expuse coroziunii, decît în cazul cînd nu ar fi fost deloc protejate.

In ceea ce privește eficacitatea metodei protecției prin învelișuri izolante, combinată cu protecția electrică (drenaj, protecție catodică sau anodică) este de așteptat ca prezența învelișurilor să ajute puternic protecția electrică, tocmai datorită efectului de nivelare al densității curentului de schimb. Este așa dar de așteptat ca prezența învelișurilor să lărgească în mod considerabil întinderea zonei protejată prin protecția electrică, mărind eficacitatea acesteia.

Bibliografie:

[1] *Moisil Gh.* : Analele transporturilor, Anul I, Nr. 3, 1951 pag. 161-170.

[2] *Moisil Gh.* Influența unui electrod suplimentar asupra schimbului de curent între doi electrozi îngropați în sol. Lucrările sesiunii științifice a Inst. Căi Ferate Gh. Gheorghiu-Dej, secțiunea I, 1955

★

ЗАЩИТА ИЗОЛЯЦИОННЫМИ ОБОЛОЧКАМИ КАБЕЛЕЙ И ПОДЗЕМНЫХ ПРОВОДОК ОТ КОРРОЗИИ СЕЛЕВЫМИ ТОКАМИ

Резюме

Изучается теоретически на основании уравнений рассеяния токов в земле, эффективность защиты посредством изоляции подземных сетей от коррозии токами рассеяния происходящими от электротяговой линии постоянного тока.

Результаты иллюстрируются несколькими примерами данными ввиде диаграмм.

Protecția motorului asincron trifazat contra funcționării pe două faze *)

Dr. ing. N. V. BOȚAN, ing. E. GRISARU și ing. S GUTMAN

621.313.333 :621.316.925.43.

Se indică succint urmările funcționării motorului asincron trifazat pe două faze, după care se enumeră metodele de protecție. Se studiază schemele folosind contactori electromagnetici și relee, indicate în literatură, cît și unele contribuții originale.

Experiența exploatării motoarelor asincrone trifazate a arătat că majoritatea defectelor înregistrate la asemenea motoare se datoresc supraîncărcării care ia naștere la întreruperea unei faze de alimentare a motorului. Aceste întreruperi se produc fie din cauza topirii siguranței pe faza respectivă, fie din alte cauze asupra cărora nu se va insista.

Dat fiind că unele întreprinderi au solicitat să li se indice metodele cele mai potrivite de protecție a motoarelor, în asemenea cazuri, se redă în cele ce urmează cîteva scheme de protecție, aplicabile în diverse cazuri practice. Parte din schemele expuse sînt deja cunoscute, iar altele au fost propuse de noi și verificate în laborator dînd rezultatele scontate.

1. În cele ce urmează nu ne vom ocupa de comportarea motorului asincron trifazat la funcționarea pe două faze, problema fiind tratată suficient în literatura de specialitate [1], totuși se vor indica foarte sumar consecințele funcționării motorului pe două faze, pentru a arăta importanța și necesitatea protecției în acest caz.

Practic, în exploatare, se pot ivi două cazuri :

a) În timpul întreruperii unei faze motorul este în repaus. In acest caz motorul fiind cuplat la rețea nu va porni. Fiind totuși alimentat cu curent el se va comporta ca un transformator, al cărui primar este statorul mașinii, iar secundarul îl formează rotorul mașinii. Dacă motorul este cu inele și în plus este prevăzut cu reostat de pornire, motorul este posibil să nu se defecteze. In schimb, dacă motorul este cu rotor în scurtcircuit, curentul care va străbate înfășurările sale va fi mare, acstea se vor încălzi, puternic, ceea ce va duce la distrugerea izolației.

b) In timpul întreruperii unei faze motorul este în funcțiune. In acest caz, motorul va începe să funcționeze ca un motor monofazat. Ca o consecință a acestui fapt, viteza motorului și cuplul motor se vor reduce, în schimb va crește intensitatea curentului în conductorii sănătoși. Scăderea cuplului motor la rîndul său poate duce, fie la oprirea motorului în cazul cînd cuplul rezistent de pe arborele său depășește cuplul dat de motor, fie la continuarea funcționării în cazul cînd cuplul rezistent nu depășește cuplul dat de motor. In prima situație, cînd motorul se oprește, revenim la cazul *a*) de mai sus.

In cea de a doua situația, motorul funcționînd un timp mai îndelungat, se poate defecta din cauza încălzirii sale peste limitele admise. Această încălzire se datorește faptului că la întreruperea unei faze, curentul în stator devine de $\sqrt{3}$ ori mai mare ca în cazul funcționării normale. De asemenea pierderile în cuprul statorului sînt duble. Se mai poate arăta, de asemenea, că și cuplul motorului în cazul funcționării pe două faze scade la jumătate, față de valoarea lui la funcționarea pe trei faze a motorului [1].

2. Față de cele arătate sumar, rezultă cu destulă claritate necesitatea protecției motorului asincron trifazat contra funcționării pe două faze.

In practică, se cunosc numeroase metode de protecție de acest fel, aplicate în diverse situații, dar — trebuie arătat că — prea puține din aceste metode au dus la rezultatele dorite, cauzele fiind multiple.

In cele ce urmează nu se va trata despre toate metodele cunoscute, ci doar despre unele din ele, care s-au dovedit a fi mai eficace și anume despre metodele care folosesc contactori și relee de protecție, acestea fiind, de fapt, și mai moderne. Cît despre celelalte metode cunoscute vor fi trecute doar în revistă arătîndu-se foarte sumar în ce constau și în special deficiențele aplicării lor.

Protecția optică constă în folosirea de lămpi electrice de semnalizare montate pe cele trei faze de alimentare ale motorului. Protecția nu este întotdeauna eficace deoarece în anumite situații, lampa de pe faza întreruptă ar continua să rămînă aprinsă. De asemenea acest sistem de protecție impune o supraveghere continuă a motorului și intervenția omului pentru decuplarea motorului de la rețea atunci cînd defectul s-ar fi produs.

Protecția acustică, constă în montarea unei sonerii care să fie acționată de niște relee montate pe fazele de alimentare ale motorului, așa fel încît la întreruperea unei faze soneria să intre în funcțiune. Această protecție pe lîngă faptul că este destul de costisitoare, nici nu este

*) N. R. Redacția supune articolul de față discuției.

suficient de eficace în atelierele sau halele unde în timpul lucrului se produce mult zgomot. In plus, ca și protecția optică cere o supraveghere continuă și intervenția omului în caz de defect

Protecția prin fuzibile montate pe fiecare fază nu este întotdeauna eficace. Astfel I. A. Sîromiatnicov arată [2] că s-a constatat practic că numărul defectelor la motoarele asincrone trifazate, prin întreruperea unei faze, atunci cînd se folosesc fuzibile, este mult mai mare decît în cazul cînd se renunță la ele. De altfel, însăși topirea fuzibilului constituie una din cauzele funcționării motorului asincron pe două faze, deci este de preferat ca să se renunțe la folosirea lor.

Protecția termică este astăzi discutabilă. Există, în general, tendința de a se renunța la acest sistem de protecție, deși ea este încă una din cele mai universale protecții. Această tendință este totuși explicabilă prin aceea că în anumite situații nu dă rezultate dorite, fie din cauza lipsei elementelor de schimb, fie din cauza mijloacelor de verificare a elementelor de protecție. Trebuie menționat însă că ing. N. N. Crecetovici,a arătat [2] că protecția termică instalată pentru o supraîncărcare de 20—30% a salvat aproape întotdeauna motorul de defectare.

În studiul făcut de noi, nu ne-am ocupat în mod special de acest sistem de protecție, de aceea nu ne putem pronunța asupra lui. Totuși, combinat cu alte sisteme a dus la rezultatele dorite, fapt care ne face să afirmăm că cel puțin pentru moment nu este cazul să se renunțe la el.

3. Studiul nostru s-a rezumat la protecția motorului asincron trifazat contra funcționării pe două faze, cu contactori electromagnetici și relee, iar rezultatele se vor indica mai jos. Menționăm că toate schemele descrise au fost verificate în laborator, deși parte din ele au fost verificate în timp și în exploatare. Scopul verificării a fost și acela de a stabili practic deficiențele anumitor scheme de protecție și de a stabili pe baza celor constatate scheme de protecție noi, la care aceste deficiențe să fie înlăturate. In felul acesta s-a reușit a se stabili două scheme noi, iar la o a treia să se aducă unele modificări. Toate aceste scheme au dat rezultatele dorite în laborator. Intrucît ele vor corespunde și în exploatare, rămîne să se confirme aplicarea lor practică în diverse situații.

Pentru a sistematiza mai bine metodele de protecție studiate, se vor împărți, de la început, în două categorii :

— Protecția motoarelor asincrone fără nul accesibil ;

— Protecția motoarelor asincrone cu nul accesibil.

In ceea ce privește protecția propriu zisă se distinge :

— sisteme de protecție cu contactori ;

— sisteme de protecție cu relee ;

— sisteme de protecție cu contactori și relee.

In cele ce urmează se indică doar schemele de protecție mai cunoscute și care au fost verificate și de noi, lăsînd la o parte o serie de scheme care s-au dovedit că nu dau rezultate practice.

4. Dintre schemele de protecție cu contactori cea mai cunoscută este schema propusă de inginerul sovietic E. D. Zeilisdzon (fig. 1).

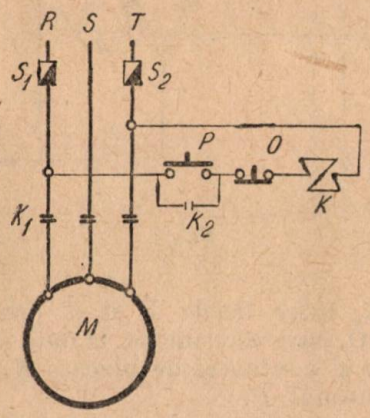


Fig. 1

Schema funcționează în felul următor : prin apăsarea pe butonul de pornire P, contactorul K legat între fazele R și T este pus sub tensiune, închizînd contactele de linie K_1, deci punînd sub tensiune motorul M. O dată cu contactele K_1 se închide și contactul de blocare K_2 care blochează butonul de pornire P, așa fel încît chiar dacă nu se mai apasă pe el, circuitul contactorului K rămîne închis.

Topirea siguranței pe faza R sau T, duce la dispariția tensiunii în circuitul contactorului K, ceea ce are drept consecință declanșarea sa și deci deschiderea contactelor K_1 prin care se face alimentarea motorului de la rețea. Se observă, însă din schemă, că la întreruperea fazei S, bobina contactorului K va rămîne sub tensiune și motorul nu va fi decuplat de la rețea, fapt care va duce la defectarea lui. Intrucît întreruperea fazei este, de obicei, o consecință a topirii fizibilului pe faza respectivă, Zeilidzon, recomandă ca pe faza între care nu se leagă contactorul să nu se pună fuzibil. In cazul cînd nulul motorului este accesibil și pus la pămînt, pentru a proteja motorul contra scurtcircuitelor pe această fază, Zeilidzon propune ca pe ea să se monteze o siguranță dublă, astfel încît ea să nu cedeze decît în cazul unor curenți de scurtcircuit importanți.

Din cauza inconvenientelor arătate, acest mod de protecție este încă mult discutat și în general nu este prea mult folosit în practică.

O altă schemă de protecție cu contactori, pentru motoare cu nulul izolat, a fost propusă de inginerul sovietic V. G. Galitovski și este eficace atît în cazul cînd înfășurarea motorului este legată în stea cît și în triunghi. Schema

de protecție este indicată în fig. 2. Ea funcționează în felul următor : apăsînd pe butonul de pornire P, se închide circuitul bobinei contactorului K_1 între fazele R și T prin butonul de oprire O, care este închis. O dată cu aceasta se închide și contactul de blocare K, care blochează butonul P.

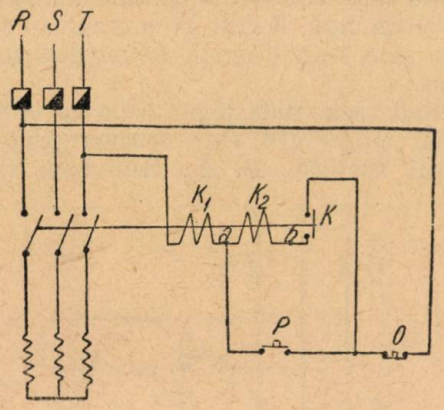


Fig. 2

Această schemă prezintă avantajul față de schema propusă de ing. Zeilidzon, prin faptul că avînd posibilitatea de schimbare a legăturii din a în b în cazul cînd înfășurarea motorului este în stea, se poate obține o decuplare a mașinii de la rețea, fapt care în cazul schemei precedente nu este întotdeauna posibil din cauza repartiției tensiunilor de pe fazele sănătoase pe faza întreruptă. Prin adăugirea bobinei suplimentare K_2 se poate obține un cuplu de reținere mai slab al contactorului, ceea ce va asigura deconectarea motorului în cazul întreruperii fazelor R sau T.

Ca și schema precedentă și această schemă prezintă dezavantajul că la întreruperea fazei S motorul continuă să rămînă cuplat la rețea.

Pentru înlăturarea acestui inconvenient s-a verificat în laborator o schemă propusă de noi și care folosește doi contactori, montați după cum se vede în fig. 3. Cuplarea bobinei primului contactor L se face între două faze ca și în schemele precedente, cu singura deosebire că butonul de pornire P este montat în circuitul bobinei celui de al doilea contactor K și în plus în circuitul bobinei contactorului L se mai introduce un contact normal deschis K_1 al contactorului K. Intre cea de a treia fază (în cazul nostru R) și nulul motorului se montează bobina contactorului K și butonul de pornire P, blocat prin contactul de blocare K_2 al contactorului K.

Schema funcționează, în modul următor : apăsînd pe butonul de pornire P, bobina contactorului K este străbătută de curent. In felul acesta se închide contactul normal deschis din circuitul bobinei contactorului L, care fiind străbătută de curent va închide contactele sale L_1 din circuitul de alimentare al motorului M, punîndu-l în funcțiune. La întreruperea uneia din fazele S sau T, se întrerupe alimentarea bobinei contactorului L, fapt care va

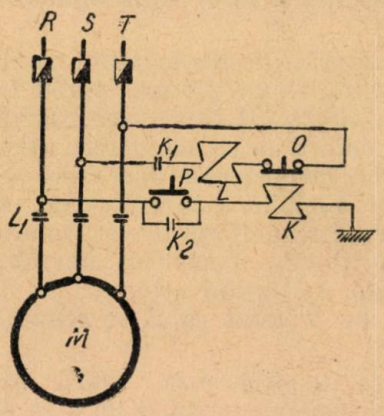


Fig. 3

duce la întreruperea circuitului bobinei L, ceea ce va duce la decuplarea motorului de la rețea. De asemenea la întreruperea fazei R, se întrerupe alimentarea bobinei contactorului K, ceea ce provoacă deschiderea contactului K_1 și întreruperea circuitului bobinei L, deci provoacă decuplarea motorului de la rețea. Prin urmare protecția este eficace oricare din cele trei faze ar fi întrerupte. Ea prezintă însă dezavantajul că este mai costisitoare necesitînd doi contactori. De asemenea, necesită un nul, deci motorul trebuie să aibă statorul montat în stea cu nulul accesibil. Pentru realizarea acestei protecții la un motor în scurtcircuit de

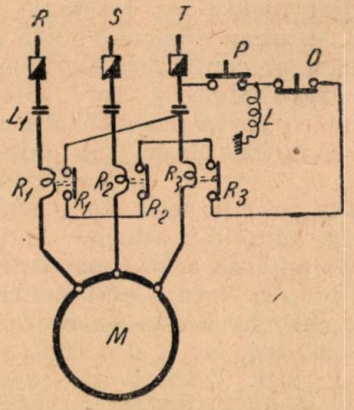


Fig. 4

4,5 kW, de 380 V, s-au folosit doi contactori de 15 A și 380 V construcție Electroaparataj.

5. Dintre schemele de protecție cu relee considerăm că cea mai eficace este acea propusă de inginerul sovietic E. M. Gurov (fig. 4). Schema lucrează în modul următor : apăsînd pe butonul de pornire P, bobina contactorului L este pusă sub tensiune. Aceasta va închide contactele L_1 din circuitul de alimentare al motorului care în felul acesta este pus în funcțiune. La întreruperea uneia din fazele de alimentare, releul

de pe faza respectivă nemai fiind alimentat își va deschide contactul său și deci se întrerupe și circuitul de alimentare al bobinei contactorului L, fapt care va duce la decuplarea motorului de la rețea.

Schema de protecție propusă de Gurov, prezintă avantajul că deconectarea motorului de la rețea nu depinde de faptul dacă motorul

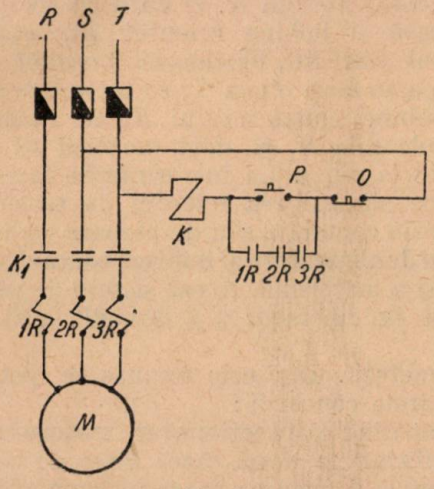


Fig. 5

merge în gol sau la încărcare, dacă are nulul pus la pământ sau nu, sau dacă statorul este montat în stea sau triunghi.

Sistemul acesta de protecție prezintă și unele dezavantaje și anume :

a) Existența unui număr destul de mare de aparate, face ca protecția să fie costisitoare.

b) Greutatea de a regla releele folosite, constituie de asemenea un dezavantaj, dat fiind că releul nu trebuie să elibereze contactul de blocare la mersul în gol. El trebuie astfel reglat, încît să mențină contactul său închis la 40—50% din curentul nominal.

Intrucît înzestrarea tuturor motoarelor dintr-o întreprindere cu asemenea protecție ar necesita un număr mare de contactori și relee, se recomandă folosirea acestui sistem la motoare care alimentează agregate de primă importanță, sau la motoare a căror defectare ar avea urmări serioase în procesul de producție.

6. Mult mai eficace, deși mai scumpe, par a fi schemele de protecție care folosesc atît contactori cît și relee.

O primă schemă de protecție de acest fel (fig. 5) a fost propusă de inginerul sovietic A. I. Angheli. Schema după cum se poate observa, este o variantă a schemei Zeilidzon, cu singura deosebire că butonul de pornire P, nu este blocat de un contact al contactorului K, ci de trei contacte normal deschise ale releelor de intensitate $1R$, $2R$ și $3R$ montate pe fiecare fază a circuitului de alimentare al motorului. Schema funcționează în modul următor : apăsînd pe butonul de pornire P se închide circuitul de alimentare al bobinei contactorului K. Acesta la rîndul său va închide contactele sale K_1 din circuitul de alimentare al motorului făcînd ca bobinele releelor $1R$, $2R$ și $3R$ să fie străbătute de curent. Releele acționînd vor închide contactele lor normal deschise din circuitul de comandă, care blochează butonul P, făcînd ca bobina contactorului K să rămînă sub tensiune atunci cînd butonul de pornire P nu mai este apăsat. Atunci cînd se întrerupe o fază, de exemplu faza R, releul $1R$ de pe faza respectivă nu va mai fi alimentat de curent, el va deschide circuitul de blocare al butonului P și în felul acesta bobina contactorului K nemai fiind alimentată, va deschide contactele sale K_1, care decuplează motorul de la rețea. Releele folosite sînt reglate așa fel încît ele să se mențină închise pentru un curent egal cu 40—50% din cel nominal, astfel încît motorul să nu fie decuplat de la rețea la funcționarea în gol.

O variantă a acestei scheme propusă tot de ing. Angheli, pentru cazul cînd motorul este cu nulul accesibil, este indicată în fig. 6. După cum se observă, în cazul acesta este suficient să se utilizeze un singur releu $1R$, montat așa cum se vede în figură, al cărui contact normal închis blochează butonul de pornire P împreună cu un contact de blocare normal deschis K_2, al contactorului K. Schema funcționează în felul următor : la apăsarea pe butonul P, în cazul cînd cele trei faze sînt echilibrate, prin releul $1R$ nu trece curent, deci contactul său de blocare $1R$ rămîne închis, butonul P fiind blocat numai de contactul K_2 al contactorului. La întreruperea unei faze, releul $1R$ este străbătut de curent, el va deschide circuitul de blocare al butonului P și deci circuitul bobinei contac-

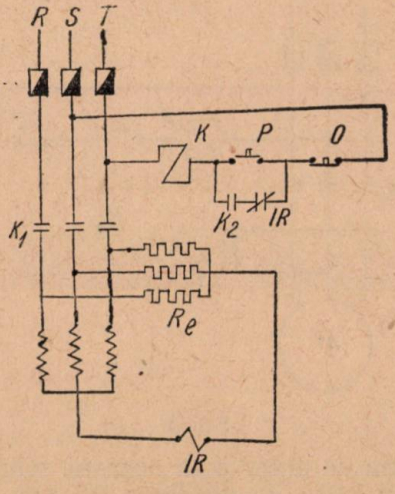


Fig. 6

torului K, care deschizîndu-și contactele sale K_1 va decupla motorul de la rețea. Rolul rezistențelor Re este de a limita curentul care trece prin releul $1R$, în cazul cînd pe cele trei faze de alimentare ale motorului s-ar produce un dezechilibru, fără însă ca vreo fază să fie întreruptă.

Ca o variantă a acestei scheme, noi am propus o schemă care să folosească un releu termic RT pe nul (fig. 7). Deosebirea dintre această schemă şi schema precedentă constă în aceea

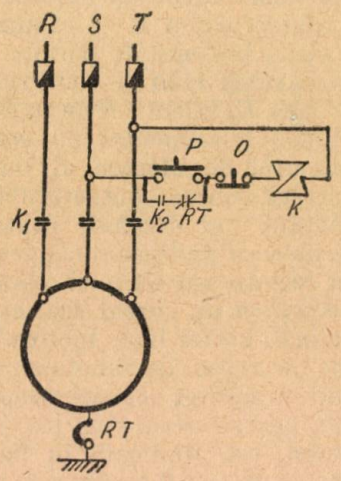


Fig. 7

că nu este necesară folosirea rezistenţelor, releul termic fiind reglat aşa fel încît să nu acţioneze decît în cazul întreruperii unei faze, deci cînd dezechilibrul produs între faze ar fi destul de mare. Incercările de laborator ale acestui sistem de protecţie au dat rezultate. Intrucît această schemă se deosebeşte prea puţin de precedenta, nu necesită explicaţii suplimentare.

In sfîrşit o altă schemă de protecţie propusă de noi, care derivă din cele precedente, dar care nu cere un nul accesibil este cea din fig. 8.

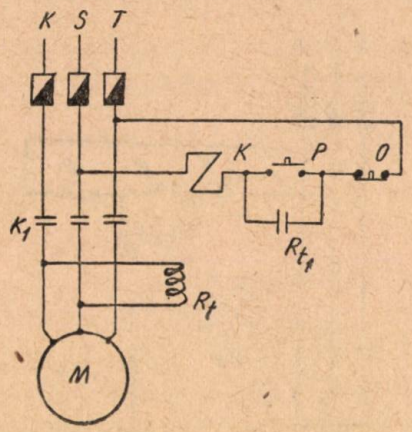


Fig. 3

După cum se observă în această schemă, este folosit un releu de tensiune Rt, montat între două faze R şi S, dintre care una (R) este diferită de fazele între care se montează bobina contactorului K (S şi T). Releul de tensiune este prevăzut cu un contact de blocare Rt_1. normal deschis care blochează butonul de pornire P. Prin apăsarea pe butonul P, se închide circuitul de alimentare al motorului, prin intermediul contactelor K_1, care sînt comandate de bobina contactorului K. O dată cu acesta va fi alimentată şi bobina releului Rt, care prin contactul său Rt_1, blochează butonul P. La întreruperea fazei S sau T, se întrerupe alimentarea bobinei contactorului K, ea va deschide contactele sale K_1 şi deci motorul se va decupla de la reţea. La întreruperea fazei R, se întrerupe alimentarea releului de tensiuni Rt, acesta prin contactul său de blocare va deschide circuitul de alimentare al bobinei contactorului K şi deci şi a motorului. Acest sistem de protecţie verificat în laborator s-a dovedit a fi foarte sigur.

7. **Concluzii.** Din cele expuse se pot trage următoarele concluzii :

a) Dat fiind că funcţionarea motorului asincron trifazat pe două faze, duce de cele mai multe ori la defectarea sa, se impune adoptarea unui sistem de protecţie în acest caz.

b) Pentru protecţia motorului asincron contra funcţionării pe două faze există numeroase scheme de protecţie şi în general nu se poate indica o schemă de protecţie universal valabilă pentru toate tipurile de motoare.

c) Pentru alegerea celei mai convenabile scheme de protecţie trebuie să se ţină seama, în primul rînd, dacă motorul este sau nu pus la pămînt, alegerea protecţiei făcîndu-se în funcţie de acest lucru.

d) Schema de protecţie aleasă trebuie să fie simplă şi să nu necesite aparataj numeros, pentru ca să ducă la cheltuieli de investiţii minime.

e) In cazul cînd se folosesc relee, acestea trebuie reglate aşa fel încît să nu acţioneze la funcţionarea motorului în gol, sau la încărcări reduse şi în plus, să nu acţioneze atunci cînd se produce un dezechilibru în reţeaua de alimentare a motorului.

Bibliografie:

[1] *Stromiatnicov I. A.*: Rejimî raboti asinhronîh dvigatelei, G.E.I., Moscova, 1950.
[2] ***: Colecţia revistei „Promîşlenaia energhetica", 1951—1953.
[3] *Cilichin M. G.*: Obscii curs electroprivoda, G.E.I., Moscova, 1953.

★

ЗАЩИТА АСИНХРОННОГО ТРЕХФАЗНОГО ДВИГАТЕЛЯ ОТ РАБОТЫ НА ДВУХ ФАЗАХ

Резюме

Кратко указываются последствия работы трехфазного асинхронного двигателя на двух фазах, после чего дается перечень методов защиты. Рассматриваются схемы использующие электромагнитные контакторы и реле указанные в литературе а так же и некоторые оригинальные разработки.

Perturbații, diafonie, distorsiuni în radiorelee cu modulație de impulsuri

Ing. Gh. RULEA

621.396.82 : 621.376.5

Se expun, principial, cîteva metode simple utilizate pentru determinarea puterii minime la recepție, a diafoniei și a gradului de distorsiune

Un sistem electric de transmitere a informațiilor, cu sau fără fir, trebuie să îndeplinească anumite condiții tehnice determinate de scopul și importanța legăturii care se stabilește.

Un asemenea sistem va fi cu atît mai bun cu cît va fi mai simplu de mînuit și de reglat, mai solid construit, cu cît va ocupa spațiu mai mic și va funcționa cu mai puține întreruperi.

Calitățile sistemului pot fi apreciate mai exact raportîndu-le la normele impuse de standarde.

Realizarea condițiilor impuse de standard cu aparatură simplă și cost redus reprezintă o trăsătură esențială a unei juste proiectări.

In cazul în care pentru stabilirea unor legături există mai multe soluții, se studiază întotdeauna atît calitățile electrice, claritatea și fidelitatea reproducerii semnalelor la recepție, cît și avantajele de realizare și întreținere pe care le reprezintă unul sau altul dintre sisteme.

Radioreleele cu modulație de impulsuri reprezintă un sistem de comunicații nou.

Problema introducerii unor asemenea instalații în țara noastră, cere o comparație între radiorelee și sistemele de comunicație cu fir, pentru a pune în evidență avantajele și dezavantajele pe care le oferă fiecare din ele în condiții date.

Unul din avantajele esențiale pe care le prezintă radioreleele este economia de conductori.

Aceasta nu reprezintă numai investiții mult mai mici datorită faptului că se elimină cablul, care costă scump, dar și economie de metale neferoase.

In economia țării noastre utilizarea rațională a metalelor neferoase prezintă mult interes; prin introducerea radioreleelor s-ar putea pune la dispoziția altor sectoare industriale materialele neferoase (cupru, în special) ce nu ar mai fi necesare în aceste sisteme de telecomunicații.

Utilizînd radiorelee, se pot stabili ușor legături în tot interiorul țării datorită regiunilor muntoase de la care distanța de „vedere liberă" către șes este considerabil mai mare decît în cazul stațiilor la același nivel.

De asemenea, se elimină greutățile de pozare și de întreținere a cablelor, mai ales în regiunile cu teren accidentat.

Regiunile cu densitate mică a rețelei telefonice, unde introducerea de cable ar fi neeconomică, s-ar putea echipa cu radiorelee cu număr mic de canale.

Intrucît radioreleele formează un sistem de telecomunicații nou, care poate prezenta avantaje față de sistemele cu fir, expunerea unor date asupra calităților sale electrice și posibilităților de realizare practică prezintă interes.

1. Perturbații

1) *Sursele de zgomot* [3]. Perturbațiile care intervin în comunicațiile radio sînt provocate de:

— descărcările atmosferice;
— scînteile din instalațiile electrice;
— armonicile emițătoarelor de radiodifuziune;
— influența tensiunii alternative de alimentare;
— contacte proaste și vibrații ale aparaturii;
— agitația termică în rezistențe și conductori;
— agitația electronilor în tuburi electronice (zgomotul de alice).

Efectul perturbațiilor datorite descărcărilor atmosferice, scînteilor din instalațiile electrice, armonicilor emițătorilor sînt neglijabile în cazul radioreleelor deoarece acestea lucrează pe frecvențe foarte înalte (500—4 000 MHz).

Se știe că descărcările atmosferice ca și scînteile din instalațiile electrice sînt impulsuri de o formă oarecare.

Impulsurile au un spectru de frecvență continuu, cuprinzînd frecvențele de la valoarea zero pînă la infinit.

Componentele cele mai importante se află în regiunea frecvențelor joase; în regiunea frecvențelor înalte, influența componentelor este neînsemnată.

Practic, perturbațiile produse de descărcările atmosferice sînt neînsemnate la frecvențe mai înalte de 30 MHz.

Zgomotele datorite scînteilor din instalațiile electrice, importante în orașe la unde metrice, sînt nule în jurul frecvenței de 1 000 MHz.

Armonicile emițătorilor de radiodifuziune care ajung în gama frecvențelor de lucru a radioreleelor sînt neglijabile. Practic ele numai influențează la frecvențe mai mari de 100 MHz.

Zgomotele datorite influenței tensiunii de alimentare, contactelor proaste și vibrațiile aparaturii pot fi eliminate prin execuție îngrijită și măsuri de protecție (ecranare, filtraj, etc.).

Zgomotele datorite agitației termice în rezistențe și conductori și cele datorite mișcării dezordonate a electronilor în tuburile electronice în drumul lor de la catod la anod, sînt cele mai importante. Ele nu pot fi înlăturate de oarece producerea lor este legată de natura corpusculară a electricității.

Agitația termică în rezistențe are ca efect apariția unei tensiuni la bornele rezistenței.

Aceasta poartă numele de tensiune de zgomot și are valoarea:

$$U = \sqrt{4KT\ \Delta_f\ R} \qquad (1)$$

în care:

U este tensiunea, în V;
K — constanta lui Bolzmann, $1{,}37 \cdot 10^{-23}$ Joule/Grad;
T — temperatura absolută, în °K;
Δ_f — banda de frecvență, în Hz;
R — rezistența, în Ω.

Rezistența R poate fi de natură ohmică sau poate fi componenta rezistivă a unei impedanțe: în ultimul caz, componenta rezistivă este funcție de frecvență și formula (1) devine:

$$U^2 = 4\,KT \int_{f_1}^{f_2} R\,(f)\,df.$$

Zgomotul tuburilor poate fi calculat determinînd valoarea medie a curentului anodic de fluctuație.

In cazul triodei lucrînd cu sarcină spațială, această valoare este dată de relația:

$$I_m^2 = \frac{0{,}644}{\sigma}\ 4\,KT_c\,s\ \Delta_f, \qquad (2)$$

unde:

I_m este valoarea medie a curentului anodic de fluctuație, în A;
K — constanta lui Bolzmann;
T_c — temperatura absolută a catodului în °K;
s — panta tubului;
Δ_f — banda de frecvență, în Hz;
σ — un coeficient variind între 0,5—1.

Curentul anodic de fluctuație poate fi considerat ca fiind produs de o tensiune aplicată pe grila tubului

$$U_m^2 = \frac{I_m^2}{s^2},$$

adică ținînd seama de (2):

$$U_m^2 = \frac{0{,}644}{\sigma s}\ 4\,KT_c\ \Delta_f. \qquad (3)$$

Adesea se deduce din tensiunea de zgomot a tubului rezistența de zgomot echivalentă a tubului, adică rezistența care ar avea la borne tensiunea de zgomot datorită agitației termice egală cu tensiunea de zgomot a tubului.

Egalînd relațiile (1) și (3) rezultă că rezistența echivalentă a triodei care nu lucrează la saturație este:

$$R_{ech} = \frac{0{,}644}{\sigma s}\,\frac{T_c}{T}.$$

Tensiunile de zgomot sînt funcție de banda de frecvențe.

Receptorii de radiodifuziune lucrează cu benzi de frecvențe mici (9 KHz), în timp ce în radiorelee sînt necesare benzi largi de ordinul megaherților.

Rezultă că radioreleele lucrează în condiții mai grele, cu lărgimi de bandă mari, deci cu tensiuni de zgomot mari.

Transmisia se va face în bune condiții numai dacă se asigură la intrarea receptorului o putere a semnalului suficientă pentru a depăși nivelul perturbațiilor.

2. *Determinarea puterii minime necesare la recepție.* In lanțul de transmisie sînt utilizate o serie întreagă de etaje care cuprind tuburi electronice și diferite circuite.

După cum s-a arătat mai sus, ele reprezintă surse de zgomot.

Tensiunile de zgomot care apar, fie datorită circuitelor, fie tuburilor electronice sînt de valori foarte mici (de ordinul microvoltilor).

In etajele de putere mare unde se aplică pe grile tensiuni mari, aceste zgomote sînt neglijabile.

Cu totul altfel se prezintă problema în etajul de intrare al receptorilor. Aici puterile care intră în joc sînt foarte mici: semnalele aplicate la intrarea în receptor sînt de același ordin de mărime cu tensiunile de zgomot.

Rezultă că sensibilitatea receptorului este limitată de zgomotul de la intrare și că pentru a avea o legătură bună semnalul recepționat trebuie să reprezinte o putere mai mare decît a perturbațiilor.

Raportul necesar între puterea semnalului și puterea de zgomot, pentru o recepție bună, determină puterea minimă necesară la intrarea receptorului.

Pentru a stabili puterea de semnal necesară trebuie să fie cunoscută puterea perturbațiilor la intrarea în receptor.

Perturbațiile au loc în circuitul antenei și în primul etaj al receptorului.

Circuitul antenei este în același timp sursă de zgomot și sursă de semnal.

In ceea ce privește semnalul, se poate considera că circuitul antenei este format dintr-un generator de tensiune electromotoare E_s și de rezistența internă R. Circuitul echivalent reprezintă numai rezistența pură deoarece circuitul antenei este acordat. Cea mai mare parte a rezistenței R a circuitului echivalent este formată din rezistența de radiație a antenei.

Ca sursă de zgomot, circuitul de antenă se prezintă ca un generator de tensiune electro-

motoare E_p și de aceeași rezistență internă ca mai sus.

La intrarea receptorului se aplică puterea maximă de zgomot cînd rezistența de la intrarea receptorului va fi egală cu rezistența generatorului R.

Valoarea puterii maxime de zgomot datorită antenei este :

$$P_{max} = \frac{E_p^2}{4R}.$$

Deoarece E_p este tensiunea de zgomot datorită agitației termice :

$$E_p^2 = 4\,KT\,\Delta_f\,R$$

și deci :

$$P_{max} = KT\,\Delta_f.$$

In valoarea puterii maxime de zgomot determinată pînă acum nu s-a ținut seama de zgomotul datorit etajelor receptorului care contribuie la mărirea puterii de zgomot.

Acest efect se apreciază cantitativ cu ajutorul factorului de zgomot al receptorului care arată de cîte ori crește puterea de mai sus cînd se ține seama de toate zgomotele introduse de etajele receptorului. Puterea de zgomot la intrare devine :

$$P = F\,KT\,\Delta_f. \qquad (4)$$

Dacă puterea dată de perturbații este cunoscută și se stabilește un anumit raport între puterea semnalului P_s și puterea perturbațiilor P_p, se poate determina puterea minimă necesară la recepție. Raportul între P_s și P_p depinde de felul modulației.

In cazul modulării impulsurilor în poziție sau în lățime, puterea de semnal necesară este mult mai mică decît la modulația în amplitudine deoarece se poate utiliza limitarea inferioară și superioară a impulsului.

In fig. 1 se arată un șir de impulsuri.

In cazul modulației de amplitudine zgomotul va fi foarte mare deoarece o dată cu semnalul

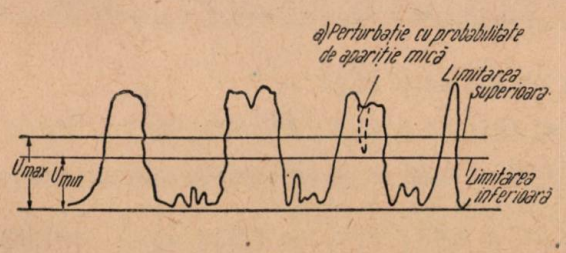


Fig. 1

util vor fi recepționate și perturbațiile. Ele modulează impulsurile tot în amplitudine.

In cazul celorlalte modulații, impulsurile sînt limitate în partea superioară și inferioară, astfel încît perturbațiile nu deformează decît fronturile impulsurilor.

Pentru a fi posibil ca prin limitare să se obțină o porțiune a impulsului neafectată de perturbație, tensiunea de vîrf a fluctuațiilor trebuie să fie cel mult egală cu tensiunea de vîrf a semnalului.

In general, se face raportul puterilor nu al tensiunilor.

Pentru o purtătoare sinusoidală puterea de vîrf este de două ori puterea medie.

Pentru zgomotul de fond se poate admite că există un raport 16 în putere (4 în amplitudine) între puterea de vîrf și puterea medie.

Datorită naturii statistice a distribuției amplitudinilor perturbațiilor, sînt posibile și puteri de vîrf mai mari decît 16 ori valoarea medie, dar probabilitatea lor de apariție este 1/10 000.

Dacă valoarea de vîrf a puterii de semnal este egală cu valoarea de vîrf a puterii de zgomot. valoarea medie a puterii de semnal la recepție trebuie să fie de 8 ori mai mare decît valoarea medie a puterii de zgomot. Deci, puterea minimă necesară la recepție este :

$$P_r = 8\,FKT\,\Delta_f, \qquad (5)$$

sau introducînd valorile pentru K și T :

$$P_r(min) = 3{,}2\;F\;\Delta_f\;10^{-20},\ \text{W} \qquad (5,a)$$

Peste 500 MHz, F are aproximativ valoarea 16.

In general, sensibilitatea receptorului la intrare se dă în μV. Se poate calcula din valoarea puterii minime la intrare, tensiunea la intrare.

Dacă rezistența receptorului la intrare este R, tensiunea la intrare este :

$$U_{intrare} = 0{,}7\sqrt{R\,\Delta_f}\ \ \mu\text{V} \qquad (6)$$

unde R este rezistența la intrare a receptorului, în Ω, iar Δ_f banda de frecvențe în MHz.

Pentru diferite utilizări se aleg diferiți coeficienți de siguranță cu care se mărește puterea dată de formula (5, *a*) ca minim necesară.

In radiolocație se ia chiar această putere, iar în radiorelee pentru a realiza o transmisie de calitate și a evita întreruperea comunicației datorită propagării, variației tensiunii de alimentare etc., se ia un coeficient de siguranță a cărui valoare variază între 100 și 1 000 după numărul de canale și după importanța convorbirii.

3. *Alegerea benzii de frecvențe a circuitelor* [3]. La trecerea prin lanțul de transmisie impulsurile sînt deformate. Condițiile de nedistorsiune la trecerea unui impuls prin circuite impun ca circuitul să lase să treacă toate componentele cuprinse în spectrul de frecvență al impulsului modificîndu-le pe toate în același raport. De asemenea este necesar ca în banda de frecvențe transmisă, curba de fază a circuitului să varieze liniar cu frecvența. Impulsurile au un spectru de frecvență infinit, iar circuitele au bandă de trecere finită. Condiția de fază este îndeplinită numai pe o bandă de frecvențe relativ mică.

Rezultă că practic impulsurile vor fi deformate, ceea ce nu este supărător dacă deformarea se menține între anumite limite. O bandă de frecvențe prea îngustă poate duce însă la deformarea impulsurilor astfel încît două impulsuri succesive să se confunde și să nu mai fie posibil obținerea informației la recepție.

Forma impulsului are importanță deosebită în cazul modulației de amplitudine a impulsurilor. In cazul modulației în poziție sau lărgime, unde interesează mai mult poziția exactă a fronturilor impulsului reproducerea formei impulsului nu este atît de importantă.

La alegerea benzii de frecvențe este necesar să se țină seama și de zgomotele care trec în banda respectivă. Cu cît banda de frecvențe a circuitului este mai largă, impulsul este reprodus mai exact, dar și zgomotul care este proporțional cu $\sqrt{\Delta f}$ este mai mare. Invers, dacă banda de frecvențe este îngustă, zgomotul este mic, dar impulsul este foarte deformat.

Banda de frecvențe pentru care raportul semnal către zgomot este maxim se numește banda optimă. Pentru această bandă impulsul are la ieșire o formă apropiată de a impulsului inițial.

Dacă se aplică un impuls dreptunghiular, la intrarea unui filtru trece în jos ideal, cu frecvența de tăiere f_1, răspunsul la ieșire este de forma :

$$G(t) = E\frac{K}{\pi}\{Si\,[\omega_s(t - g - T_1)] - \\ - \mathrm{Si}\,[\omega_s(t - g - T_2)]\} \qquad (7)$$

unde :

E este amplitudinea impulsului ;

Si — sinusul integral, $\mathrm{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin x}{x}\,dx$

T_1 și T_2 — momentele corespunzătoare fronturilor impulsului

$T_2 - T_1 = \tau$ — durata impulsului

g intervine în expresia factorului de transfer al filtrului :

$$K = |K|\,\underline{|-g\omega}$$

Expresia (7) se poate pune sub forma :

$$G(t) = \frac{KE}{\pi}\{\mathrm{Si}[\omega_s(T - g - T_1)] - \\ - \mathrm{Si}\,[\omega_s(t - g - T_1) - \omega_s(T_2 - T_1)]\}$$

și notînd

$$\omega_s(t - g - T_1) = x$$

$$G(t) = E\frac{K}{\pi}[\mathrm{Si}(x) - \mathrm{Si}(x - \omega_s\tau)].$$

Curba de răspuns se poate trasa punct cu punct pentru diferite valori ale produsului $\omega_s\tau$ (fig. 2).

Dacă se alege $\omega_s\tau = 2$, adică $f_s = \frac{1}{\tau}$, $G(t)$ devine :

$$G(t) = E\frac{K}{\pi}]\,\mathrm{Si}(x) - \mathrm{Si}(x - 2\pi)].$$

Valoarea maximă $G(t)_{max} = 1{,}18\ E$ se obține pentru $x = \pi$, adică la $\frac{\tau}{2}$. (Nu se ține seama de întîrziere).

Se consideră în acest caz raportul semnal către zgomot egal cu unitatea și se calculează

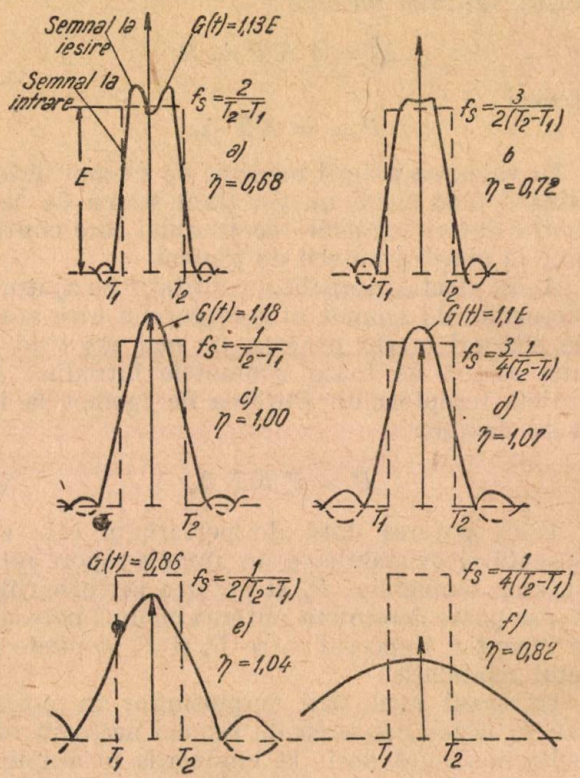


Fig. 2

variația acestui raport, în alte cazuri la alte valori ale produsului $\omega_s\tau$. Astfel pentru :

$$a)\ f_s = \frac{2}{\tau};\quad b)\ f_s = \frac{3}{4}\frac{1}{\tau};\ c)\ f_s = \frac{1}{2}\frac{1}{\tau}$$

se obține respectiv :

$$a)\ G(t)_m = 1{,}13\,E;\quad b)\ G(t)_m = 1{,}1\ \ E;$$

$c)\ G(t) = 0{,}86\ E$. Și rapoartele semnal/zgomot :

$$a)\ \frac{s}{p} = 0{,}68;\quad b)\ \frac{s}{p} = 1{,}07;\quad c)\ \frac{s}{p} = 1{,}04.$$

Rezultă că banda optimă pentru cazul expus mai sus este :

$$f_s = \frac{3}{4}\frac{1}{\tau} \qquad (8)$$

Pentru un impuls dreptunghiular de durată $\tau = 1\ \mu s$, rezultă o bandă optimă $B = 750$ kHz.

Datorită condițiilor alese (impuls dreptunghiular, filtrul trece jos ideal), rezultatele sînt valabile pentru o primă orientare.

4. *Modulația parazită datorită fluctuațiilor în cazul modulației în lățime și poziție.* S-a arătat că în cazul modulației în lățime sau poziție, limitarea superioară și inferioară a impulsurilor elimină în mare parte perturbațiile. După limitare

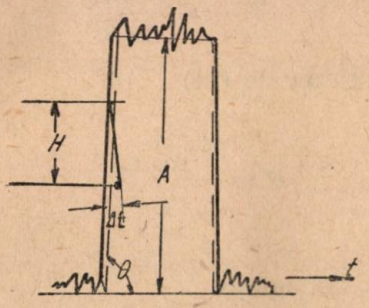


Fig. 3

perturbațiile nu dispar complet datorită faptului că frontul impulsului nu se stabilește brusc, ci are nevoie de un anumit timp de creștere și pe acest front se suprapun perturbațiile, schimbînd poziția frontului.

Dacă perturbația are amplitudinea H (fig. 3) și unghiul pe care îl face frontul impulsului cu axa orizontală este θ, deplasarea în timp a frontului, datorită perturbației este :

$$\Delta t = H \operatorname{ctg} \theta \qquad (9)$$

Se produce o schimbare a fazei :

$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{\Delta t}{T} = 2\pi \frac{N}{T} \operatorname{ctg} \theta.$$

Dar,

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{A}{t_{cr}}$$

unde A este amplitudinea impulsului și t_{cr} timpul de creștere.

Notînd $f_c = \frac{1}{t_{cr}}$ și $\frac{1}{T} = f_r$ (frecvența de repetiție a impulsurilor) variația fazei se poate exprima prin :

$$\Delta\varphi = 2 \frac{f_r}{f_c} \frac{N}{A}.$$

Se observă că efectul modulației parazite este cu atît mai mare cu cît amplitudinea fluctuației este mai mare, cu cît frecvența de repetiție este mai ridicată (în care caz o deplasare foarte mică a frontului are importanță deoarece perioada este mică) și cu cît timpul de creștere este mai lung.

II. Diafonie

In cazul radioreleelor cu modulație de impulsuri, ca și în telefonie, trecerea energiei unui canal în altul, diafonia, trebuie redusă cît mai mult.

Una din cauzele apariției diafoniei este suprapunerea impulsurilor, datorită faptului că impulsul unui canal se deformează la trecerea prin circuite și frontul din spate „coada impulsului" ajunge la impulsul canalului învecinat care îl urmează în timp și se suprapune peste acesta (fig .4).

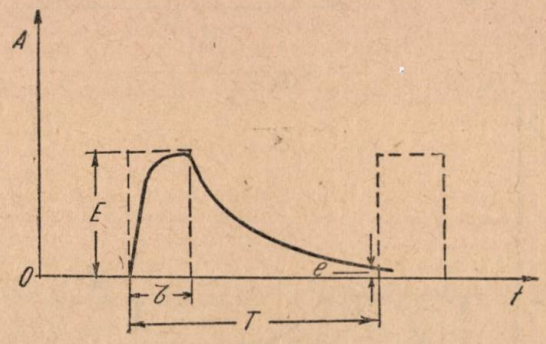


Fig. 4

In cazul modulației de impulsuri în poziție, diafonia este cu atît mai mică cu cît perioada de repetiție a impulsurilor este mai mare, cu cît deviația în timp a impulsului este mai mică și cu cît impulsul este reprodus mai exact.

Timpul dintre impulsuri nu se poate mări prea mult deoarece numărul convorbirilor ar deveni prea mic, de asemenea reproducerea cît mai fidelă a impulsurilor cere benzi de frecvențe mari.

Deformarea impulsurilor are loc atît în circuitele de r diofrecvență cît și în circuitele de videofrecvență. Calculul diafoniei se poate face pentru ambele cazuri cu aceeași metodă, deoarece orice circuit de radiofrecvență are un circuit echivalent în videofrecvență care păstrează aceeași caracteristică de atenuare.

In această metodă de calcul se consideră două cazuri [5] :

1. Circuitele cu caracteristică de atenuare lent coborîtoare la înaltă frecvență.

2. Circuitele cu tăiere bruscă la înaltă frecvență.

Cu ajutorul cazuri'or de mai sus se pot încadra multe cazuri particulare. Diafonia va fi apreciată cantitativ prin raportul între variația de tensiune introdusă de canalul străin în canalul studiat, raportată la amplitudinea impulsului. La modulația în poziție, raportul va fi transformat în raport de faze.

Cazul 1. Se consideră un circuit *RC*, cu caracteristica de frecvență dată (fig. 5).

Acestui circuit i se aplică un șir de impulsuri modulate în poziție care se caracterizează prin mărimile (fig. 6) :

E — amplitudinea ;
τ — durata impulsului ;
t_c — timpul dintre impulsuri ;
$\Delta\tau$ — deplasarea în timp a impulsului ;
t_{cr} — timpul de creștere.

Se evaluează variația de tensiune produsă de primul impuls asupra celui de al doilea impuls.

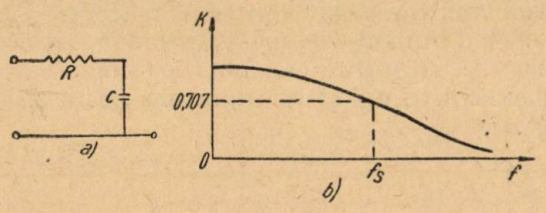


Fig. 5

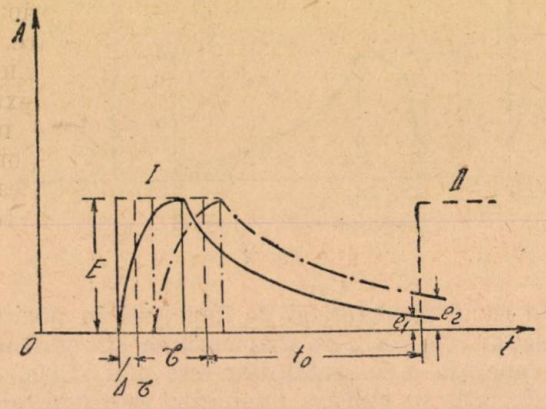


Fig. 6

In cazul deplasării impulsului spre stînga, valoarea tensiunii e_1 este :

$$e_1 = E\, e^{-\frac{t_0+\Delta\tau}{RC}} \qquad (11)$$

La cealaltă extremă :

$$e_2 = E\, e^{-\frac{t_0-\Delta\tau}{RC}} \qquad (12)$$

Variația de tensiune este :

$$e_2 - e_1 = E\left(e^{-\frac{t_0-\Delta\tau}{CR}} - e^{-\frac{t_0+\Delta\tau}{RC}}\right) \qquad (13)$$

sau

$$\frac{e_2 - e_1}{E} = \frac{2\,\mathrm{sh}\,\frac{\Delta\tau}{RC}}{e^{\frac{t_0}{RC}}}. \qquad (14)$$

Raportul $\frac{e_2 - e_1}{E}$ reprezintă raportul de diafonie în amplitudine.

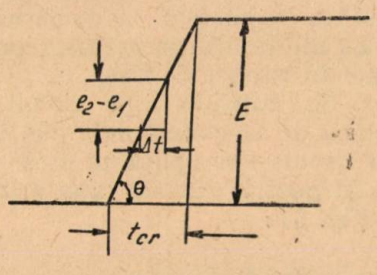


Fig. 7

Din fig. 7 se vede că variația de tensiune $e_2 - e_1$ produce o variație în timp $\Delta t'$

$$\Delta t' = (e_2 - e_1)\,\mathrm{ctg}\,\theta$$

unde $\mathrm{tg}\,\theta = \frac{E}{t_{cr}}$, adică

$$\Delta t' = \frac{e_2 - e_1}{E}\, t_{cr}. \qquad (15)$$

Raportul în timp, este deci :

$$\frac{\Delta t'}{2\Delta\tau} = \frac{(e_1 - e_1)\, t_{cr}}{E\, 2\, \Delta\tau}$$

și ținînd seama de (14)

$$D = \frac{\mathrm{sh}\,\frac{\Delta\tau}{RC}}{e^{\frac{t_0}{RC}}}\,\frac{t_{cr}}{\Delta\tau}$$

și dacă se înlocuiește

$$RC = \frac{1}{2\pi f_s}$$

$$D = \frac{\mathrm{sh}\, 2\pi f_s\, \Delta\tau}{e^{\,2\pi f_s\, t_0}}\,\frac{t_{cr}}{\Delta\tau} \qquad (16)$$

In cazul $t_0 = 5$ μs : $\Delta\tau = 1$μs ; $t_{cr} = 0{,}3$ μs și $f_s = \frac{1}{T} = 0{,}2$ MHz se obține o atenuare de aproximativ 70 dB.

Cazul 2. Se consideră un circuit ideal care are factorul de transfer (fig. 8) :

$$K = |K| \quad \lfloor g\omega$$

cu tăiere bruscă la frecvențe înalte.

In cazul anterior caracteristica de atenuare avea aproximativ 6 dB/octavă, iar în cazul

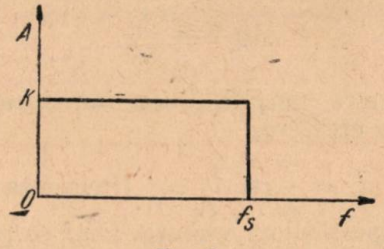


Fig. 8

acesta se pot considera circuitele ce au în jurul a 20 dB/octavă.

Dacă se aplică la intrarea circuitului de mai sus impulsuri dreptunghiulare, la ieșire se obțin răspunsuri de forma :

$$e = E\left\{\mathrm{Si}\left[\omega_s\left(t + \frac{\tau}{2}\right)\right] - \mathrm{Si}\left[\omega_s\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right]\right\}$$

unde :

$\omega_s = 2\pi f_s$, f_s fiind frecvența de tăiere ;
T — perioada de repetiție a impulsului ;
τ — durata impulsului.

In acest caz pentru cele două poziții extreme pe care le ia impulsul modulat în poziție (fig. 9) se poate scrie : în poziția din stînga

$$e_1 = E\left\{\mathrm{Si}\left[\omega_s\left(T + \Delta\tau + \frac{\tau}{2}\right)\right] - \mathrm{Si}\left[\omega_s\left(T - \Delta\tau - \frac{\tau}{2}\right)\right]\right\}$$

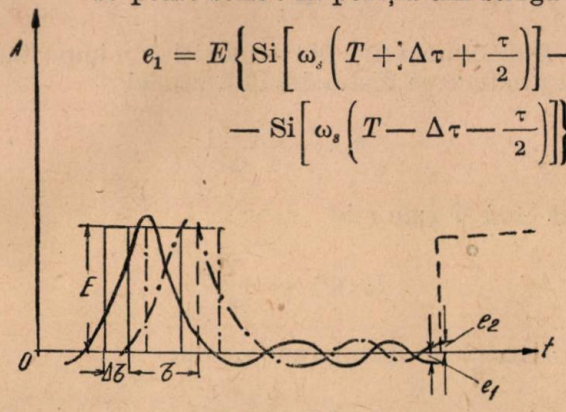


Fig. 9

iar în dreapta

$$e_2 = E\left\{\mathrm{Si}\left[\omega_s\left(T - \Delta\tau + \frac{\tau}{2}\right)\right] - \mathrm{Si}\left[\omega_s\left(T - \Delta\tau - \frac{\tau}{2}\right)\right]\right\}$$

Raportul de diafonie în amplitudine :

$$\frac{e_1 - e_2}{E} = \psi$$

Pentru cazul modulației în poziție raportul de diafonie este :

$$D = \psi \frac{t_{cr}}{2\Delta\tau} \qquad (17)$$

Dacă se ține seama de

$$t_{cr} = \frac{1}{2} f_s$$

$$D = \psi \frac{1}{4 f_s \Delta\tau}. \qquad (18)$$

III. Distorsiuni

Distorsiunile care apar în cazul modulației de impulsuri depind de trei factori importanți :

a) tipul modulației ;

b) limitarea benzii de transmisie ;

c) neliniaritatea modulatorului și demodulatorului.

Nu se consideră distorsiuni modificările semnalului de modulație care provin din zgomotul de fond al sistemului de transmisie sau alte sisteme parazite independente de modulație.

Distorsiunile datorite benzilor laterale ale spectrului de modulație. Modulația în poziție are un spectru de frecvențe în care componenta de joasă frecvență datorită semnalului de transmisie este foarte mică.

De obicei, se trece la modulația în lățime pentru a se putea pune în evidență componenta de audiofrecvență corespunzătoare semnalului, numai prin filtrare.

Pentru a deduce distorsiunile este necesar să se cunoască spectrul de frecvențe a modulației în lățime a impulsurilor.

In cazul unor impulsuri modulate în lățime (fig. 10) se poate scrie :

$$F(t) = \frac{E\tau}{T} + \frac{E\Delta\tau_0}{T}\sin(\Omega_m t + \theta) + \sum_{k=1}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{E}{K\pi} J_n\left(2\pi K\frac{\Delta\tau_0}{T}\right)\sin(\Omega K_n t + \theta K_n) \qquad (19)$$

unde :

E este amplitudinea semnalului ;
T — perioada de repetiție ;
τ — durata impulsului ;
$\Delta\tau_0$ — variația maximă a duratei impulsului ;
ω_m — pulsația de modulație ;
ω_k — pulsația de repetiție ;
J_n — funcția Bessel de ordinul n, speța I.

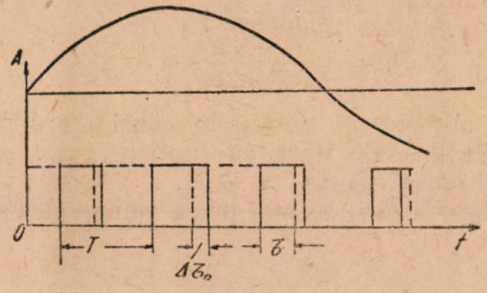


Fig. 10

Rezultă următoarea tabelă a componentelor spectrului de frcvență :

Tabela 1

Felul componentei	Amplitudine	Frecvența
Componenta continuă	$E = \frac{\tau}{T}$	0
Audiofrecvența . . .	$E = \frac{\Delta\tau_0}{T}$	f_m
Benzlie laterale . . .	$\frac{E}{K\pi} J_n\left(2\pi K\frac{\Delta\tau_0}{T}\right)$	$K f_r \pm n f_m$
Fundamentala și armonicile șirului de impulsuri	$\cong \frac{E}{K\pi}$	$K f_r$

Se constată că spectrul cuprinde direct semnalul de modu ație dar că pe lîngă acesta vor apare alte semnale nedorite, datorită mai ales

benzilor laterale care iau naştere din diferenţa între purtătoare şi armonicile semnalului.

Spectrul unui şir de impulsuri modulat în lăţime este reprezentat în fig. 11. Frecvenţa

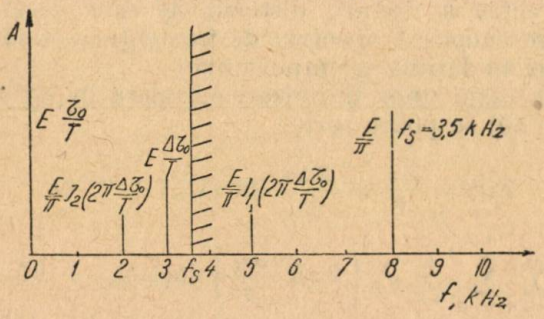


Fig. 11

de repetiţie 8 kHz, frecvenţa de modulaţie 3 kHz, frecvenţa de tăiere a filtrului 3,5 kHz.

S-a reprezentat numai partea care interesează mai mult, spectrul fiind teoretic infinit.

Pentru stabilirea gradului de distorsiune este important raportul între amplitudinile semnalului dorit şi a celui nedorit. In general, pentru banda laterală de frecvenţă $f_r - nf_m$ acest raport este [1]

$$D_s = \frac{E\,J_n\left(2\pi\frac{\Delta\tau_0}{T}\right)}{\pi E \Delta\tau_0 f_r}. \qquad (20)$$

Se observă că se iau în considerare numai benzile laterale date cu fundamentala purtătoarei (adică pentru $K = 1$).

Expresia (20) se mai poate pune sub forma:

$$D_s = \frac{\frac{E}{\pi} J_n\left(2\pi\frac{\Delta\tau_0}{\tau}\frac{\tau}{T}\right)}{E\frac{\Delta\tau_0}{\tau}\frac{\tau}{T}} \qquad (21)$$

unde $\frac{\Delta\tau_0}{\tau}$ este indice de modulaţie, iar $\frac{\tau}{T}$ utilizarea timpului de pauză.

Raportul va fi cu atît mai mare cu cît modulaţia este mai adîncă ($\frac{\Delta\tau_0}{\tau}$ mai mare) şi cu cît $\frac{f_r}{f_s} = \mu$ este mai mic (f_r frecvenţa de repetiţie a impulsurilor şi f_s frecvenţa de tăiere a filtrului trece jos). Dacă se notează:

$$2\pi\frac{\Delta\tau_0}{T} = \Phi,$$

expresia (20) devine:

$$D_s = \frac{2\,J_n(\Phi)}{\Phi}.$$

In graficul din fig. 12 se dau curbele cu care se poate calcula $\frac{2\,J_n(\Phi)}{\Phi}$ pentru Φ oarecare [2].

Gradul de distorsiune este:

$$\delta = \frac{1}{\Phi}\sqrt{\sum_{n=1}^{n=p} 2\,[J_n(\Phi)]^2} \qquad (22)$$

Dacă numai una din armonici este importantă în producerea distorsiunilor, atunci

$$\delta_. = \frac{2\,J_{n=p}(\Phi)}{\Phi}$$

iar cînd Φ este mic

$$J_p(\Phi) = \frac{\Phi^p}{2^p \cdot p!}.$$

Gradul de distorsiune devine

$$\delta = \frac{\Phi^{p-1}}{2^{p-1} p!} \qquad (23)$$

unde p este ordinul armonicii care provoacă distorsiunile.

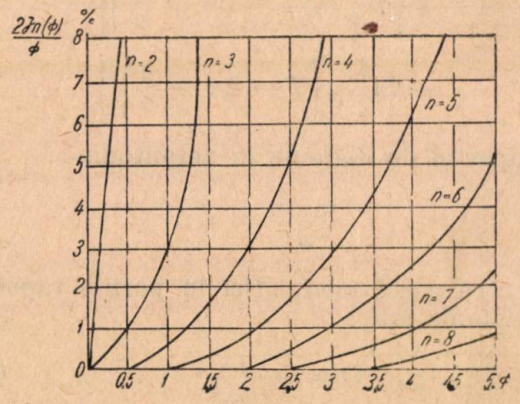


Fig. 12

Trebuie să ţinem seamă că factorii care influenţează gradul de distorsiune sînt:

$$\Phi = \frac{\Delta\tau_0}{T}$$

f_i — frecvenţa de repetiţie;

f — frecvenţa de modulaţie;

f_s — frecvenţa de tăiere a filtrului, întrucît aceasta determină numărul de armonici care intră în banda filtrului.

Relaţia care leagă cele trei frecvenţe şi numărul de armonici care intră în banda de trecere a filtrului este:

$$f_r - nf < f_s$$

care mai poate fi pusă sub forma:

$$\frac{f_r}{f_s} - n\frac{f}{f_s} < 1. \qquad (24)$$

Se pot trasa curbe care dau gradul de distorsiuni în funcţie de frecvenţele alese. Astfel, dacă $\frac{f_r}{f_s} = \mu = 2{,}5$ se deduce:

$$\frac{f}{f_s} < \frac{1{,}5}{n}$$

şi

$$\delta = \frac{\Phi^{n-1}}{2^{n-1} n!}.$$

Cum n este număr întreg, rezultă că distorsiunile au o variaţie discontinuă cu variaţia frecvenţei audio.

Astfel pentru $n = 2$ $\frac{f}{f_s} > 0{,}25$

pentru $n = 3$ $\frac{f}{f_s} > 0{,}5$

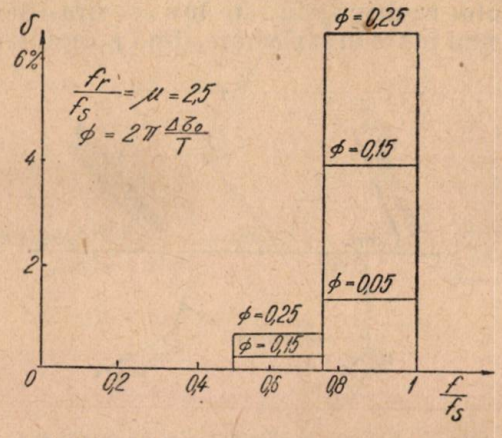


Fig. 13

Graficul din fig. 13 arată variaţia distorsiunilor cu frecvenţa semnalului pentru $\frac{f_r}{f_s} = \mu = 2{,}5$ [1].

Cu cît frecvenţa audio este mai scăzută gradul de distorsiune este mai mic. Acest lucru este uşor de interpretat fizic. In adevăr cu cît frecvenţa semnalului audio este mai joasă cu atît va fi mai mare ordinul benzii laterale care intră în banda de trecere a filtrului trece în jos şi cu atît amplitudinea ei va fi mai mică producînd distorsiuni mai mici.

Dacă se reprezintă

$\delta = y\left(\frac{f_r}{f_s}\right)$ pentru $f_s = f$, se obţine graficul din fig. 14.

Se vede şi aici că δ variază discontinuu şi cu cît f_r este mai mare se poate lucra cu o adîncime de modulaţie mai mare fără ca distorsiunile să devină supărătoare. In adevăr, deoarece purtătoarea diferă mult de f_s, benzile laterale care intră în banda de trecere a filtrului vor fi de amplitudine redusă.

Frecvenţa de repetiţie f_r nu se poate lua prea mare deoarece numărul de convorbiri simultane ar scădea. Pentru

$$2 < \frac{f_r}{f_s} < 3, \quad \delta = \frac{\Phi}{4} \tag{25}$$

şi pentru

$$3 < \frac{f_r}{f_s} < 4, \quad \delta = \frac{\Phi^2}{24}. \tag{26}$$

In cazul $f_r = 8$ kHz; $T = 125$ μs; $\Delta\tau_0 = 5$ μs

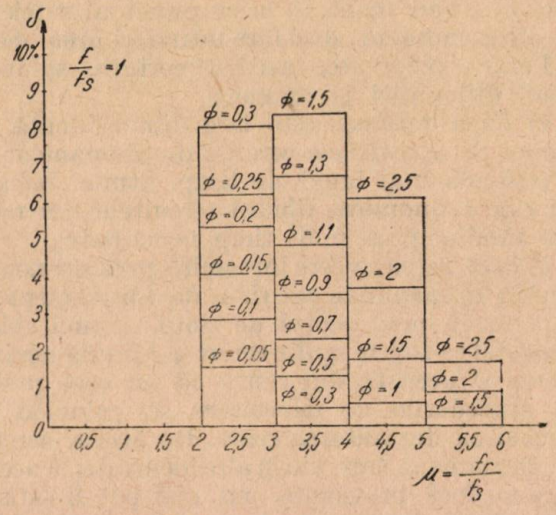


Fig. 14

(rezultă $\Phi = 0{,}25$) şi $\mu = 2{,}7$ (adică $f_s = 3\,000$ Hz), rezultă $\delta = 6\%$.

In aceleaşi condiţii pentru $\delta = 3\%$ trebuie ca $\Delta\tau_0$ să nu depăşească 2,5μs. Cu ajutorul curbelor de mai sus se poate face calculul distorsiunilor şi se pot obţine indicaţii preţioase asupra valorilor optime necesare pentru f_r, f_s şi Φ.

Bibliografie

[1] *Siforov V. I., Dobrov S. A., Sirman L. D., Jeleznov N. A.*: Teoria Impulsnoi Radiosviazi Leningrad, 1951, pag. 173—182.

[2] *Krîlov N. N.*: Teoreticiskie osnovî radiotehniki, Moscova, 1951, pag. 544—545.

[3] *Goldman S.*: Ceastotnîi analiz modulaţia i sumî. Moscova, 1952, pag. 86—87 şi pag. 276.

[4] *Libois L. J.*: Utilisation de la modulation d'impulsion pour la transmission d'un groupe de voies telephoniques en provenànce de systèmes a courants porteurs. L'Onde Electrique, 1952. pag. 193.

5] *Moskowitz S., Diven L., Feit*: Crosstalk considerations in timedivision multiplex systems, PIRE, 1950, 38, pag. 1330.

★

ПЕРТУРБАЦИИ, ДИАФОНИЯ, ИСКАЖЕНИЯ В РАДИОРЕЛЕЙНОЙ СВЯЗИ С ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Излагаются принципы некоторых простых методов применяемых при определении минимальной мощности приема, диафонии и степени искажения.

Aspecte tehnice și economice în rețeaua telefonică urbană

Prof. Ing. I. CONSTANTINESCU

621.395.74.003.1

Se analizează aspectul tehnico-economic al rețelei telegrafice urbane. După o introducere se tratează momentul relevării, mărimea cablurilor, calibrele folosite, interconexiuni și cutii repartitoare. Lucra ea este de folos la întocmirea proiectelor de extensiuni, amplificări și relevări de cabluri.

Una din caracteristicile principale ale rețelei telefonice urbane este dată de faptul că ea trebuie să aibă rezerve însemnate de circuite libere pentru a putea satisface orice cerere de abon ment, în orice punct al rețelei și în orice moment, deci fără întîrzieri prea mari.

Pentru rezolvarea acestor cerințe, se ivesc două dificultăți și anume :

a) dacă rețeaua este larg dimensionată, în scopul de a satisface cererile de abonament pe o perioadă mai lungă de timp, atunci rețeaua nu este economică, fiindcă circuitele din rețea vor rămîne prea mult timp neocupate ;

b) dacă rețeaua este întocmită prea economic, pentru a răspunde cer rilor de abonament pe o perioadă prea scurtă de timp, atunci există pericolul ca foarte multe cereri să rămînă nesatisfăcute și aceasta din cauză că nu este posibil ca prevederile de dezvoltare să coincidă întocmai cu dezvoltarea reală. De aceea, cererile de abonament care vin în alte locuri decît acelea care au fost prevăzute, nu mai pot fi satisfăcute decît după o nouă refacere a rețelei.

In fața acestor cerințe, contrare, există o soluție legată de o anumită perioadă de dezvoltare numită perioada economică, care va fi expusă în cursul articolului.

Inainte de a intra în fondul problemei trebuie să tratăm despre structura rețelei urbane și să precizăm semnificația unor termeni folosiți în cursul expunerii.

In partea centrală a rețelei, unde densitatea abonaților este mare, rețeaua se construiește folosind cabluri subterane, iar în părțile periferice rețeaua este construită din cabluri aeriene și chiar din fire goale.

Din punctul de vedere al funcțiunii lor, cablurile sînt de două feluri : cabluri de alimentare și cabluri de distribuție. Cablurile de alimentare se găsesc la baza rețelei adică pe arterele principale cu un număr mare de perechi, iar cablurile de distribuție se găsesc spre vîrful rețelei cu un număr mic de perechi, multipl te însă la un număr anumit de cutii terminale, de la care pornesc racordurile spre abonați cu conducte izolate. Cablurile de alimentare, înainte de a fi conectat la cablurile de distribuție, se ramifică în general în alte cabluri mai mici, cuprinzînd fiecare numai o parte din numărul total al perechilor din cablul de alimentare. Cablurile de ramificație se instalează pe măsura necesităților și pentru a face această operație mai ușoară, cablul de alimentare principal este prevăzut, chiar de la instalarea lui, cu așa numitele altoaie, la care se joncționează cablurile de ramificație atunci cînd sînt necesare. Un multiplaj anumit este prevăzut între perechile diferitelor altoaie, astfel încît aceeași pereche se găsește în două sau mai multe altoaie.

Rolul multiplajului este de a asigura o flexibilitate mai mare în exploatare, dînd posibilitatea ca

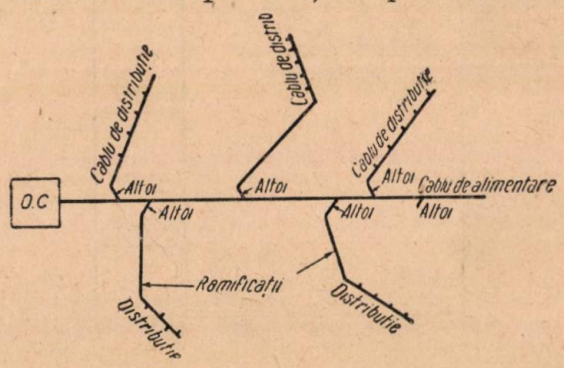


Fig. 1. Cabluri de alimentare și de distribuție.

un circuit să fie accesibil în mai multe puncte pentru a fi ocupat în unul dintre ele. Dacă un circuit ar fi accesibil numai într-un singur punct, șansa de a fi ocupat este foarte mică, fiindcă este puțin probabil ca o cerere de abonament să vie tocmai în acel punct.

Pentru identificarea perechilor dintr-un cablu, dintr-un altoi sau dintr-o cutie terminală, se întrebuințează un grup de numere numit numerotație a perechilor. O pereche poartă același număr în toate cablurile care se succed de la centrală pînă la abonat.

Perechile din cablu care au anumite caracteristici comune în ceea ce privește tipul perechilor sau modul de folosire al lor formează un complement. Un cablu poate cuprinde, deci mai multe complemente sau grupuri de perechi.

Perechile din cablurile de distribuție sînt direct conectate la cablurile de alimentare sau la ramificațiile lor, atunci cînd înnădirea perechilor este rigidă și permanentă. Cînd însă legătura dintre perechi se face prin intermediul unei cutii repartitoare, ele se numesc interconectate.

Una din metodele principale pentru a ajunge la o soluție economică în alcătuirea unei rețele

urbane este de a se dimensiona cablurile de alimentare în momentul inițial mult mai slab decît cablurile de distribuție.

Cablurile de distribuție sînt relativ scurte și de mică mărime (ca număr de perechi) așa că o rețea mai bogată în cable de distribuție poate face față cererilor pe o perioadă mai îndelungată de timp fără sarcini financiare prea mari. Din contra, dacă cablurile de alimentare sînt lungi și cu un număr mare de perechi și aici se pot face economii însemnate dacă se reușește a se face ca aceste cabluri să lucreze cu umpleri mari în perechi ocupate. Lucrul acesta se obține dimensionînd slab la început cablul de alimentare și mărindu-l, pe măsura necesităților, pînă în momentul cînd atît rețeaua de distribuție cît și cea de alimentare ajung la umpleri mari, adică la limita capacității lor de deservire a cererilor de abonament. In acest moment, este necesar să se facă o extensiune a rețelei.

Este necesar, aici, să se facă o distincție între operația de extensie a rețelei, care interesează liniile la abonat pe toată lungimea lor și operația de mărire a rețelei de alimentare, care interesează numai o parte a acestei lungimi.

Operațiile care au drept scop obținerea unor umpleri mari în rețeaua de alimentare și completarea acestei rețele pe măsura necesităților poartă numele special de operații de relevare.

Extensiunea rețelei avînd un caracter mai general, cuprinde lucrări importante, pe cînd relevarea se referă la lucrări cu caracter local de mai mică importanță, necesare pentru menținerea rețelei în condiții de bună deservire.

1. Momentul relevării

Momentul în care trebuie făcută relevarea depinde de umplerea maximă admisibilă și de iuțeala de creștere a cererilor de abonament.

Umplerea maximă admisibilă a unui cablu este acea fracțiune din capacitatea cablului care poate fi folosită fără a periclita continuitatea în exploatare, în timpul care trece de la atingerea acestei umpleri pînă în momentul în care se va efectua relevarea.

Umplerea existentă este raportul dintre numărul perechilor ocupate și numărul perechilor din cablu, în momentul de față. Umplerea maximă admisibilă nu trece, în general, de 85%.

Iuțeala de creștere este numărul mediu al liniilor de abonat care se ocupă anual. Această, iuțeală este determinată pe baza prevederilor de dezvoltare, mai mult sau mai puțin corespunzătoare cu creșterea reală.

Cercetarea periodică a umplerilor în cabluri și cutii terminale este o sarcină de bază a inginerului șef de rețea, pentru ca el să poată lua măsuri de relevare sau de extensiune înainte ca părțile respective ale rețelei să fi ajuns la saturație.

Metodele de relevare pot fi temporare sau permanente. In categoria relevărilor temporare intră :

a) transferul perechilor dintr-un complement în altul;

b) interconexiunea perechilor prin cutii repartitoare;

c) instalarea unor bucăți scurte de cablu temporar pentru a amîna instalarea unor cable permanente mai lungi sau mai mari.

Relevarea permanentă, care uneori se confundă cu extensiunea, constă din amplificarea unei artere, din înlocuirea unui cablu de alimentare cu altul mai mare și din secționarea unui cablu și alimentarea părții rămase spre vîrf din alt cablu de alimentare.

Primul mijloc de relevare temporară, adică transferul cablurilor, constă din trecerea uneia sau mai multor cutii terminale a unui cablu de distribuție, sau a unei ramificații, de la un grup, de perechi la alt grup situat în același cablu sau în cabluri diferite. La efectuarea unui transfer se va căuta ca relevarea să nu aducă nici un prejudiciu relevării următoare cu caracter mai permanent. De asemenea, se va studia dacă aplicarea interconexiunilor prin cutii repartitoare prezintă vreun avantaj asupra transferului de cable. In sfîrșit, se va studia dacă instalarea unui cablu temporar va fi justificată din punct de vedere economic, ținînd seamă de timpul cu care cablul temporar amînă instalarea cablului permanent.

In general, se pot combina mai multe metode de relevare pentru a se obține o economie cît mai mare. Cînd sînt de comparat două planuri spre a se vedea care din ele este cel mai avantajos și, în special, două planuri care comportă cheltuieli la epoci diferite, este nevoie să se readucă toate cheltuielile la o singură epocă de referință. In acest scop este necesar să reamintim cîteva noțiuni elementare de algebră financiară.

O sumă investită într-o instalație trebuie să producă un beneficiu. Dacă beneficiul din fiecare an nu se lasă neproductiv, ci se investește din nou, el produce alte beneficii, astfel încît suma investită anul acesta se ridică peste un număr de ani la o valoare numită cîștigată, mai mare decît suma cheltuită. Invers, o sumă cheltuită peste n ani are acum o valoare actuală mai mică decît suma cheltuită și anume este suma care cheltuită acum, ar produce cu beneficiu sau dobînda compusă, suma cheltuită peste n ani.

Este necesar, de asemenea, să se știe că un mijloc de bază are de suportat o anumită sarcină anuală compusă din : amortisment, cota beneficiului planificat, întreținerea, impozitele.

In majoritatea cazurilor, problemele economice într-o rețea telefonică se pun în modul următor : este oare mai bine ca să se facă acum o relevare temporară sau să se facă chiar de acum relevarea permanentă cerută de situația locală?

Avînd deci de comparat o relevare temporară cu una permanentă, avantajul unui plan asupra altuia se determină comparînd valoarea actuală a sarcinilor anuale relative la relevarea temporară, cu valoarea actuală a sarcinilor anuale economisite, prin amînarea instalării cablului de relevare permanentă. Tot cu această ocazie se pot compara cele două planuri de relevare temporară între ele.

Exemplul următor va arăta fazele acestui calcul:

Un cablu de alimentare subteran de 900 perechi, este aproape de saturație și este nevoie să se facă o anumită relevare.

Relevarea permanentă necesită instalarea unui cablu de 1 220 m de 900 perechi pentru interceptarea cablului existent în punctul de secționare (fig. 2, *P*).

Pentru efectuarea relevării temporare sînt două căi:

— transferul a două ramificații de cablu, de cîte 100 perechi, la complemente mai puțin

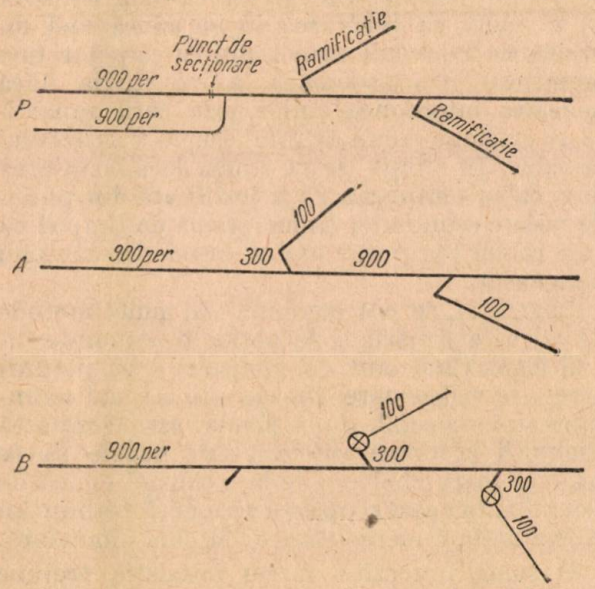


Fig. 2. Relevarea permanentă *P* și relevările temporare *A* și *B*.

încărcate din cablul de 900 perechi existent. (fig. 2, *A*). După prevedere transferul va amîna relevarea permanentă timp de doi ani.

—instalarea a două cutii repartitoare de 400 perechi pe ramificațiile aeriene existente care, din cauza unei flexibilități mai mari decît în primul caz, vor amîna relevarea permanentă timp de trei ani (fig. 2, *B*).

Problema constă în a compara:

a) Economiile planului de transfer, date de valoarea actuală a sarcinilor anuale, relative la relevarea permanentă economisită, în timpul în care transferurile de cablu stau în serviciu, minus costul transferurilor.

b) Economiile planului de interconexiune date, ca și în cazul precedent, de valoarea actuală a sarcinilor anuale relative la relevarea permanentă, în timpul în care cutiile repartitoare servesc la relevare, minus prețul inițial al cutiilor repartitoare plus valoarea actuală a recuperării nete și minus valoarea actuală a impozitului și întreținerii pentru aceste cutii repartitoare pe toată perioada lor de serviciu.

Ipotezele făcute în vederea acestei comparații sînt:

— costul inițal al cablului de 900 perechi gata montat	lei 79 000
— cheltuieli de remaniere a cablului nou de 900 perechi de instalat după relevare	lei 2 400
— costul inițial al cutiilor repartitoare de 2 × 400 perechi gata montate	lei 4 800
— recuperearea netă a cutiilor repartitoare	lei 1 920
— costul transferurilor a două cable de 100 perechi	lei 2 700
— întreținerea anuală a cablului de 900 perechi (a 1 000 lei/km)	lei 1 220
— impozit 2%; procent pentru cota de beneficiu 7%	

Sarcina anuală a relevării permanente pentru cablul de 900 perechi în valoare de 79 000 lei, rezultă din următoarele procente:

— procent pentru beneficiu	7%
— amortisment	1,5%
— impozit	2%
— întreținere	1,5%
Total	12,0%

Sarcina anuală a cablului de relevare permanentă va fi deci:

$79\,000 \times 0{,}12 = 9\,500$ lei.

a) Valoarea actuală a sarcinii anuale de 9 500 lei pe timp de doi ani cu procent de 7% este:

$9\,500 \times 1{,}808 = 17\,100$ lei

unde factorul 1,808 este valoarea actuală a sarcinii de un leu pe timp de doi ani.

b) Valoarea actuală a sarcinii anuale de 9 500 lei pe timp de trei ani va fi:

$9\,500 \times 2{,}624 = 25\,000$ lei.

c) Valoarea actuală a cheltuielii de remaniere făcută după doi ani este:

$2\,400 \times 0{,}873 = 2\,196$ lei.

d) Valoarea actuală a cheltuielii de remaniere făcută după trei ani este:

$2\,400 \times 0{,}823 = 1\,975$ lei.

e) Valoarea actuală a recuperării nete a cutiilor repartitoare efectuată după trei ani va fi:

$1\,920 \times 0{,}823 = 1\,580$ lei,

unde 0,823 este valoarea actuală a sumei de un leu cheltuită peste trei ani.

Impozitul 2% și întreținerea 6% a cutiilor repartitoare raportată la valoarea lor va fi:

$4\,800 \times 0{,}08 = 385$ lei anual.

f) Valoarea actuală a impozitului și întreținerii pe trei ani va fi:

$385 \times 2{,}624 = 1\,000$ lei.

Cu aceste date se întocmește tabela 1, comparativă, în care se trec în coloana (+) cheltuielile anuale care se economisesc prin amînarea planului de relevare permanentă și în

coloana (—) cheltuielile anuale efective care rezultă din folosirea: transferurilor (*A*) și cutiilor repartitoare (*B*).

Tabela 1

Comparația economică între relevarea permanentă și relevările temporare *A* și *B*

Natura cheltuielilor	+	—	Economii nete
A. *Transferuri*			
1. Valoarea actuală (*a*) a sarcinii anuale relativă la relevarea permanentă 9 500 × 1,808	17 100		
2. Valoarea actuală (*c*) a cheltuielilor de remaniere 2 400 × 0,8734 . .		2 196	
3. Costul transferurilor		2 700	
4. Total	17 100	4 896	
5. Diferența			12 204
B. *Cutii repartitoare*			
1. Valoarea actuală (*b*) a sarcinii anuale relativă la relevarea permanentă 9 500 × 2,624 = . . .	25 000		
2. Valoarea actuală (*d*) a cheltuielii de remaniere 2 400 × 0,823 . . .		1 975	
3. Valoarea actuală (*e*) a recuperării cutiilor repartitoare 1 920 × × 0,873	1 580		
4. Costul cutiilor repartitoare . . .		4 800	
5. Valoarea actuală (*f*) a impozitului și întreținere 3 85 × 2 624		1 000	
6. Total	26 580	7 775	
7. Diferența			18 805

Diferența dintre aceste cheltuieli reprezintă economii în favoarea planului *A* sau *B*.

Din tabela 1 rezultă că relevarea temporară, oricare ar fi ea, este mai economică decît relevarea permanentă și că din cele două forme de relevare, uzul cutiilor repartitoare este mai economic decît transferul cablurilor.

In cele ce urmează se vor examina diferitele metode de relevare permanentă.

Primele două cazuri sînt următoarele:

1) Cazul cînd cablurile de relevare merg pe alt traseu decît cablul de alimentare inițial și

2) cazul cînd cablurile de relevare merg pe același traseu ca și cablul de alimentare inițial.

Se va examina, mai întîi, cazul cînd relevarea se face pe alt traseu. Se consideră în acest caz planul *a* și planul *b* (fig. 3). In planul *a*, prima alimentare de relevare este în punctul *B* și prima tăiere a cablurilor de distribuție se face în punctul *D*, astfel încît primul cablu de relevare va alimenta cablurile de distribuție de la punctul *D* spre dreapta.

Cînd acest cablu ajunge la saturație se va instala al doilea cablu de relevare care va alimenta cablurile de distribuție de la *E* spre dreapta, punctul *E* fiind al doilea punct unde se taie cablurile de distribuție.

In planul *b* prima tăiere a cablurilor de distribuție se face în punctul *E* și în primul cablu de relevare va alimenta cablurile de distribuție de la *E* spre dreapta adică o întindere mai mică decît prima întindere a planului *a*.

Cel de al doilea cablu de relevare făcută în punctul *B* va necesita tăierea cablurilor de distribuție în punctul *D*.

Planul *a* este justificat în cazul cînd densitatea abonaților descrește progresiv de-a lungul cablu-

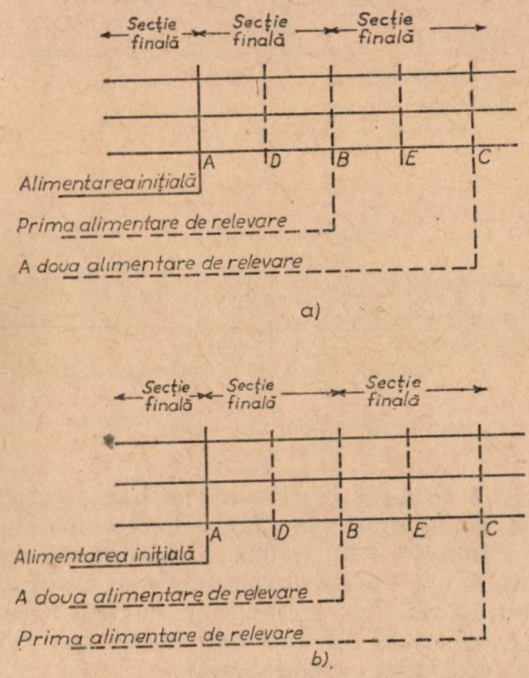


Fig. 3. Amplificare pe alt traseu:

a: *D* — punctul de tăiere al rețelei de distribuție pentru primul cablu de alimentare din *B*; *E* — punctul de tăiere a rețelei de distribuție pentru cel de al doilea cablu de alimentare din *C*.

b: *E* — punctul de tăiere a rețelei de distribuție pentru primul cablu de relevare din *C*; *D* — punctul de tăiere a rețelei de distribuție pentru cel de al doilea cablu de relevare din *B*.

rilor de distribuție sau dacă saturația are loc numai în cablul de alimentare. Planul *b* se va aplica în cazul cînd dezvoltarea cea mai rapidă are loc spre periferie sau chiar cînd densitatea este uniformă pe întregul sector. Cînd dezvoltarea este mare spre periferie acest plan este mai flexibil decît planul *a* fiindcă oferă o descărcare mai mare pentru cablurile de distribuție, însă este mai costisitor decît planul *a* fiindcă apropie data relevării următoare. De aceea, planul *b* va fi pus în aplicare numai dacă el va amîna un timp destul de lung întinderea celui de al doilea cablu de relevare în punctul *B*.

In cazul cînd cablul de relevare este pe același traseu ca și cablul de alimentare inițial, se consideră, de asemenea două planuri (fig. 4).

In planul *a* părțile extreme ale cablului de alimentare inițial se transferă succesiv cablurilor succesive de relevare.

In planul *b* cutiile terminale, cablurile de distribuție sau ramificațiile cablurilor de alimentare sînt transferate succesiv la cablul de relevare, lăsînd pentru cablul de alimentare inițial

ultimul sector, cel mai depărtat. In felul acesta identitatea fizică a cablului inițial se păstrează pe toată lungimea lui, pe cînd în planul *a* această identitate se pierde. Alegerea între planul *a* și

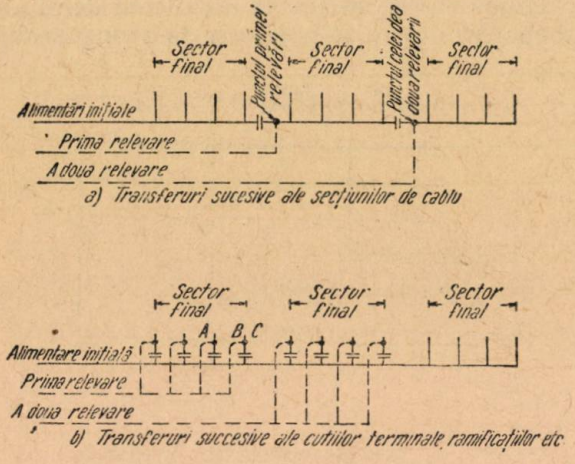


Fig. 4. Amplificarea pe același traseu.

planul *b* se face, în general, pe baza costurilor relative ale unui plan față de celălalt. Se va ține seamă în aceste calcule, că planul *a* necesită, de multe ori, modificări profunde în multiplajul cablurilor relevate și în aceste condiții planul *b* poate constitui în cele mai multe cazuri, soluția cea mai avantajoasă.

3) A treia metodă de relevare permanentă este metoda de relevare prin *secționarea* cablului de alimentare. Ea se aplică în special în rețeaua de distribuție, cînd un cablu de alimentare ramificat, uniform ca mărime, este secționat în două sau mai multe puncte și părțile rămase fără alimentare sînt alimentate cu alte cable noi de alimentare, întinse pe alte trasee.

Punctele de secționare trebuie stabilite chiar în momentul proiectării și alese în așa fel încît relevările ulterioare să poată face față creșterilor prevăzute în viitor. De asemenea multiplarea cablului supus secționării trebuie aleasă în așa fel ca să nu dea loc la nici o remaniere atunci cînd se realizează diferitele relevări succesive prin secționare.

4) In sfîrșit a patra metodă de relevare permanentă este *relevarea prin înlocuire*. Ea constă în înlocuirea unui cablu existent, care ar mai putea rămîne în serviciu, dar care trebuie înlocuit cu unul mai mare, pentru a folosi mai bine fie o linie de stîlpi, fie o canalizație subterană, ajunse la limita capacității lor, în ceea ce privește spațiul disponibil.

2. Mărimea cablurilor

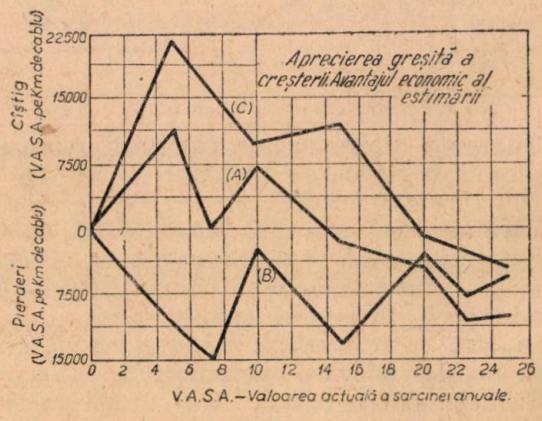
Alegerea convenabilă a mărimii cablurilor în momentul proiectării lor este factorul care contribuie cel mai mult la găsirea unei soluții economice pentru rețeaua telefonică.

Această alegere este determinată de mărimea sectorului care trebuie deservit, de numărul inițial al posturilor sau al cererilor de abonament din acest sector, de iuțeala de creștere a numărului de cereri în cursul unei anumite perioade de timp și de umplerea maximă admisibilă în cablul considerat.

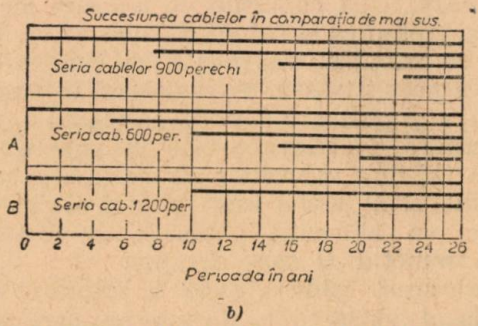
Dintre toate aceste date, iuțeala de creștere este elementul care se poate aprecia sau prevedea mai greu. Să vedem atunci efectul pe care-l are o apreciere greșită a iuțelii de creștere asupra mărimii economice a cablului.

In acest scop se compară trei mărimi de cablu, calibru 0,5 mm, de 600, 900 sau 1 200 perechi. Se găsește în acest caz de exemplu că pentru creșterea admisă de 102 linii pe an, o succesiune de cabluri de 900 perechi, ar fi cea mai economică pe o perioadă de 25 ani (fig. 5).

Comparînd valorile actuale ale sarcinilor anuale relative la succesiunea cablurilor de 900 perechi cu valorile actuale ale succesiunilor de 600 și 1 200 perechi, se poate vedea că pentru cablul de 600 perechi (curba *A*), instalat pe baza unei subestimări a creșterii anuale nu rezultă nici o pagubă timp de 14 ani, pe cînd pentru cablul de 1 200 perechi (curba *B*),



a)



b)

Fig. 5. Succesiunile cablurilor de diferite mărimi.

instalat pe baza unei supraestimări a creșterii, avem tot timpul o pierdere. Rezultă de aici că perioada economică pentru cablul de 600 perechi este de 14 ani.

Curba *C*, care reprezintă diferența algebrică între curbele *A* și *B*, arată avantajul net al unei subestimări asupra supraestimării creșterii. Avantajul acesta însă încetează după 20 de ani, cînd trei cabluri de 1 200 perechi sînt mai economice decît 5 cabluri de 600 perechi.

Se preferă, în general, rezultatele date de o subestimare, fiindcă dacă creșterea este mai mare decît cea subestimată pagubele datorite subestimării nu apar decît mai tîrziu, iar dacă creșterea este mai mică decît cea subestimată riscul de a rămîne cu investiții neproductive nu este tocmai atît de mare.

Ținînd seama de aceste considerații, se pot trasa curbe (fig. 6), care dau pentru fiecare calibru mărimea economică a cablului subteran în funcție de creșterea anuală admisă.

Tot astfel se pot trasa curbe pentru mărimea economică a cablului aerian în funcție de creșterea anuală admisă.

In cazul cablurilor aeriene vor apare două cazuri:

— *cazul 1* (fig. 7) se aplică atunci cînd prima relevare se face prin amplificare;

— *cazul 2* (fig. 8) se aplică atunci cînd prima relevare se face prin înlocuire.

In acest din urmă, caz se vede că mărimea economică este mai mare decît în cazul 1, pentru a amîna prima relevare, prin înlocuire, care este mult mai costisitoare decît cea prin amplificare.

Aceste curbe au fost determinate luîndu-se, pentru fiecare iuțeală de creștere, mărimea de cablu care dă, pentru o succesiune de cabluri de aceeași mărime cele mai mici valori actuale ale sarcinilor anuale pe o perioadă de studiu de 25 ani, ținîndu-se seama și de unele caracteristici specifice ale cablurilor subterane și aeriene. Bineînțeles că, dacă curbele arată un cablu de o mărime care nu se fabrică în mod curent, se va lua mărimea cea mai apropiată în plus sau în minus. Se va ține seama și de faptul că numărul de perechi arătate în curbele precedente nu cuprind perechile necesare pentru abonații existenți.

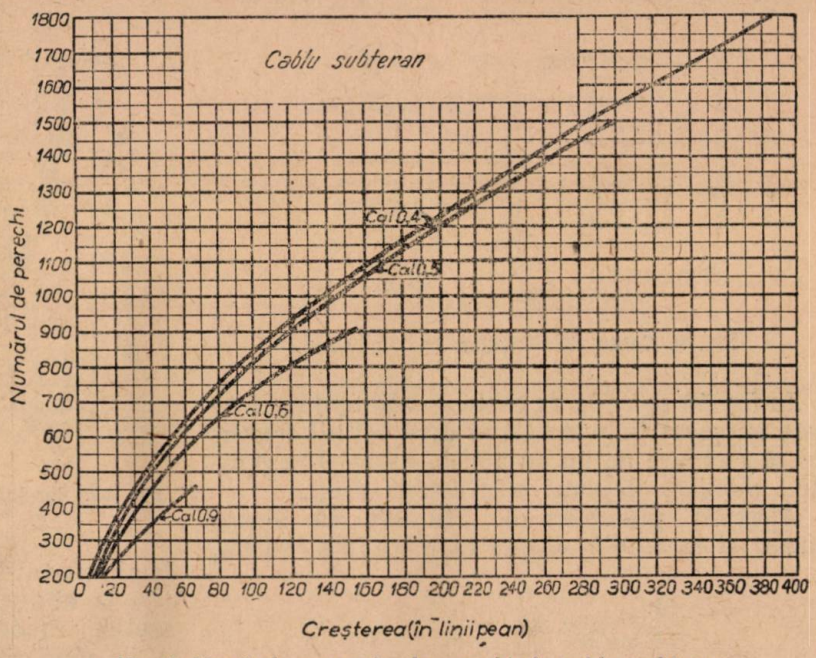


Fig. 6. Numărul economic de perechi de cablu subteran.

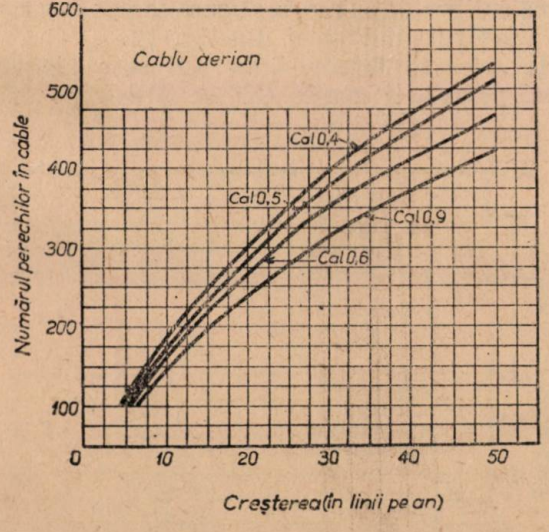


Fig. 7. Numărul economic de perechi în cablul aerian.

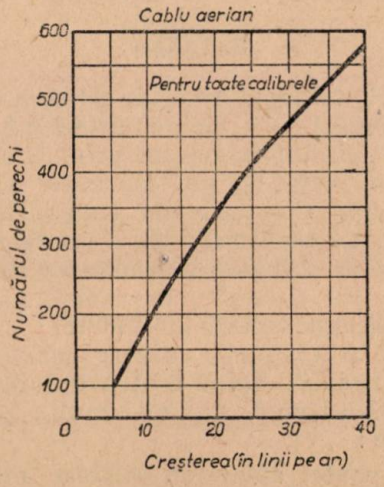


Fig. 8. Numărul economic de perechi în cablu aerian, toate calibrele.

Cablurile de alimentare în descreștere. Deși cablurile de mărime uniformă oferă o mai mare flexibilitate, sînt unele situații în care cablurile de mărime descrescîndă pot fi utilizate cu folos.

Astfel, de exemplu, în fig. 9 se vede un cablu de alimentare inițial, micșorat în punctele *A*

și B, care deservește o serie de cabluri de distribuție. Cînd cablul de alimentare ajunge la saturație, se întinde un cablu de relevare care preia o parte din sarcina cablului inițial.

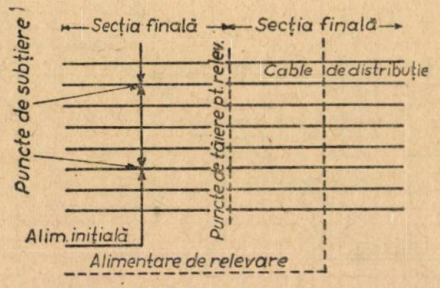


Fig. 9. Cablul de alimentare în descreștere.

In fig. 10 se vede un cablu de alimentare care este micșorat în punctele în care cablul traversează sectoare ce nu au nevoie de telefon (grădini publice, depouri cale ferată etc.).

Alegerea punctelor de relevare în aceste cazuri și în altele despre care nu s-a vorbit,

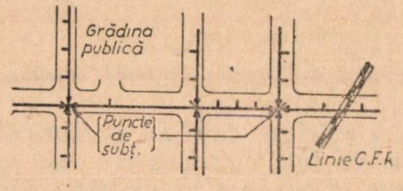


Fig. 10. Cablu de alimentare în descreștere.

depinde de lungimea, de mărimea cablului și de precizia cu care poate prevedea creșterea.

3. Calibre

Calibrele cele mai uzuale în rețeaua de cabluri urbane sînt 0,4 ; 0,5 ; 0,6 și cîteodată 0,9 mm. Calibrul unui circuit în rețeaua urbană este determinat de cerințele de transmisie și cele de semnalizare. Condițiile de transmisie cer ca pierderile de transmisie ale liniei de abonat să nu treacă de 1 neper, iar condițiile de semnalizare cer, de exemplu, ca rezistența liniei la abonat să nu treacă de 1 000 Ω.

Pentru a răspunde acestor cerințe într-un caz determinat, adică pentru o lungime dată a liniei la abonat, sînt mai multe posibilități și anume :

— se poate alege un calibru mai mare;

— se poate alege un calibru mai mic în combinație cu încărcarea, adică pupinizarea circuitului ;

— calibru mai mic în combinație cu circuite de alimentare speciale pentru circuite lungi.

Alegerea se face pe baza sarcinilor anuale (fig. 11). De obicei sarcina anuală pentru calibrul 0,5, plus sarcina anuală a încărcării, este comparabilă cu sarcina anuală a calibrului, 0,6 neîncărcat, cînd ambele circuite satisfac cerințele de transmisie și de semnalizare.

Pierderile de transmisie alocate unei rețele urbane trebuie să fie repartizate între cablurile

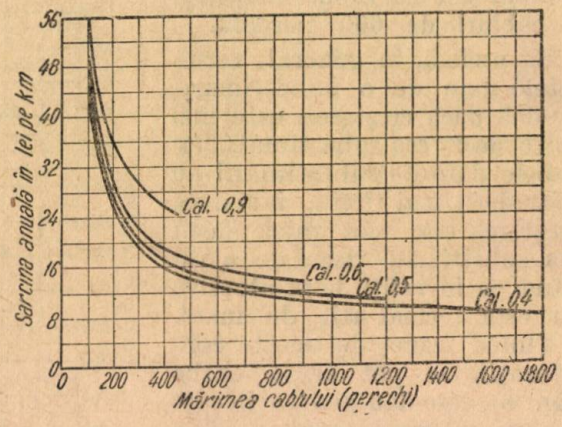


Fig. 11. Sarcina anuală pentru diferite calibre și mărimi de cablu.

de alimentare, cablurile de distribuție și racoardele la abonați. In general, se fac alocări fixe pentru racoarde și pentru cablurile de distribuție, cînd acestea se mențin în anumite limite de lungime. Aceste alocări parțiale se scad din alocarea totală și diferența rămîne pentru cablurile de alimentare, care vor trebui să rămînă în limitele acestei diferențe.

Cînd în rețeaua de alimentare este nevoie de calibre mai mari, acestea se vor așeza de preferință în cablurile de ramificație.

Lungimile maxime care pot fi folosite din două calibre pe o linie de abonat se pot determina cu ajutorul diagramei din fig. 12.

In această figură, linia AB este diagonala unui pătrat. Punctele CC' se găsesc pe scările

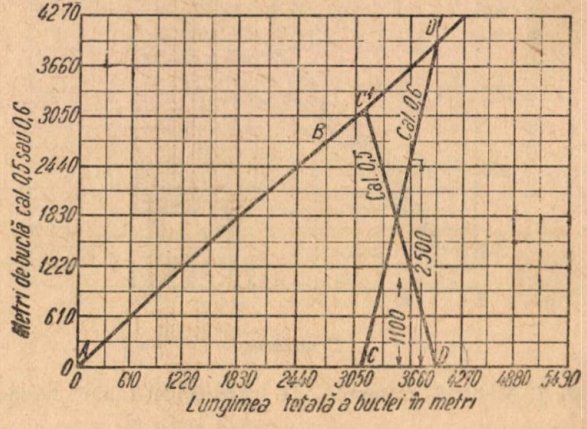


Fig. 12. Lungimile perechilor de diferite calibre pentru o pierdere de transmisie dată.

orizontale la o distanță de origine egală cu lungimea limită pe care ar avea-o linia abonatului pentru unul din calibre, de exemplu 0,5.

Punctele DD' reprezintă, de asemenea, lungimea limită a liniei abonatului pentru celălalt calibru, de exemplu 0,6.

Linile $C'D$ și CD' determină pe ordonata avînd abscisa egală cu lungimea totală a liniei abonatului, lungimile căutate pentru fiecare calibru. Astfel o linie de abonat de 3 600 m poate fi constituită din aproximativ 1 100 m cablu calibru 0,5 și 2 500 m cablu calibru 0,6.

Din punctul de vedere al consumului de cupru în rețea, există o limită teoretică a consumului minim de cupru, care în general este depășit fiindcă nu este posibil ca fiecare circuit să fie dimensionat exact cît trebuie pentru a satisface cerințele de transmisie, avînd în vedere că circuitele scurte au totdeauna mai mult cupru decît este necesar. Se va căuta deci, în interesul unei economii cît mai mari, ca depășirea față de consumul minim ideal să fie cît mai mică.

4. Interconexiuni și cutii repartitoare

Metoda de a lega temporar o pereche a unui cablu cu oricare pereche a altui cablu, constituie o interconexiune și ea poate fi realizată printr-o cutie repartitoare sau de interconexiune.

Prin cutiile de interconexiune se pot obține următoarele rezultate importante:

1) se obțin umpleri mai mari în calibrurile de alimentare;

2) se elimină continuitatea electrică între perechile multiplate cînd una din ele este expusă contactelor accidentale cu o linie de energie vecină;

3) se elimină pierderile de transmisie provocate de punțile moarte, adică de perechile multiplate rămase nefolosite.

Toate aceste rezultate sînt aproape evidente și în cadrul acestui articol nu s-au putut da și și nu s-a putut analiza diferitele metode practice de aplicare a interconexiunilor. O expunere mai amănunțită a întregii probleme a cablurilor urbane se găsește într-o lucrare nouă în curs de tipărire.

★

ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИЕ ВОПРОСЫ ГОРОДСКОЙ ТЕЛЕФОННОЙ СЕТИ

Резюме

Производится анализ городской телефонной сети с технико-экономической стороны. После вступления, рассматривается момент обмера, величина кабелей, используемые габариты, соединения и распределительные коробки. Статья полезна при составлении проектов расширения, усиления и обмера кабелей.

Scheme de montaj şi tehnica iluminatului fluorescent

Ing. N. KANTAR

628.9 :535.371 :621.327.43

Se expun schemele de montaj şi accesoriile lămpilor fluorescente de înaltă şi joasă tensiune. Apoi se tratează tehnica iluminatului şi corpurile de iluminat. Se încheie cu domeniile de utilizare şi avantajele iluminatului fluorescent.

I. Schemele de montaj şi accesoriile lămpilor fluorescente

1. **Generalităţi.** După cum se ştie, la lămpile cu descărcări în gaze sub joasă presiune, caracteristica curent-tensiune este descendentă (negativă) astfel încît pentru stabilizarea curentului în circuitul acestor lămpi este necesară o rezistenţă exterioară.

Pe de altă parte, după cum s-a văzut, majoritatea tuburilor de joasă tensiune necesită dispozitive auxiliare de aprindere.

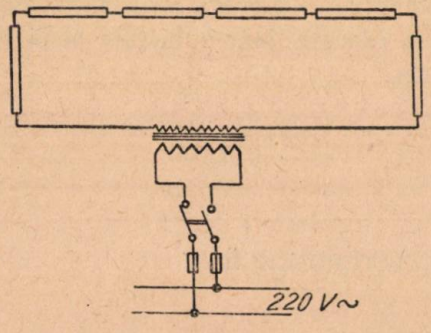


Fig. 1

In consecinţă, funcţionarea lămpilor fluorescente nu este posibilă fără o serie de accesorii, care vor fi descrise în cele ce urmează.

2. **Schemele de montaj ale lămpilor de înaltă tensiune cu electrozi reci.** a) *Schema obişnuită de montaj* a tuburilor fluorescente de înaltă tensiune este reprezentată în fig. 1.

Tuburile se leagă în serie pe secundarul unui transformator cu dispersie, calculat astfel încît să dea tensiunea necesară la bornele lămpilor, aprinderea acestora făcîndu-se fără nici un dispozitiv auxiliar.

In circuitul de înaltă tensiune nu este necesar nici un dispozitiv de protecţie sau conectare, acestea fiind prevăzute în circuitul de joasă tensiune.

In cazul cînd instalaţia cuprinde un mare număr de lămpi există două posibilităţi pentru alimentarea acestora :

— cu ajutorul unui singur transformator în execuţia normală (fig. 2), grupele de lămpi fiind legate în paralel pe secundarul acestuia. Deoarece în această schemă transformatorul nu mai poate face oficiul şi de limitator de curent, este necesară montarea în serie cu fiecare grup de lămpi a unei bobine de şoc;

— cu ajutorul a mai multor transformatori, cîte unul pentru fiecare grup de lămpi (fig. 3), montate de preferinţă în mod uniform pe cele trei faze ale reţelelor. Dintre aceste două soluţii, ultima este cu mult mai avantajoasă, fiind astăzi aproape exclusiv întrebuinţată. Ea permite fabricarea unor transformatori standardizaţi precum şi plasarea acestora lîngă grupul respectiv de lămpi, astfel încît conductorii de înaltă tensiune sînt mult mai scurţi. Grupurile de lămpi independente pot fi comandate separat iar eventualele deranjamente ale unui grup nu influenţează funcţionarea celorlalte.

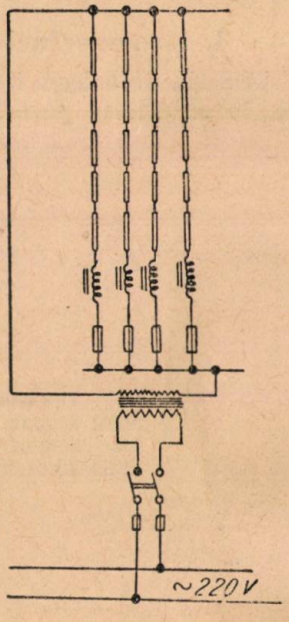


Fig. 2

Factorul de putere ceva mai scăzut la soluţia cu mai mulţi transformatori, nu constituie o piedică, deoarece el poate fi uşor îmbunătăţit cu ajutorul unor condensatori.

b) *Transformatorii* pentru lămpile de înaltă tensiune trebuie să asigure pe de o parte aprinderea acestora printr-o tensiune înaltă de funcţionare în gol, iar pe de altă parte să limiteze şi să stabilizeze curentul în regimul de funcţionare normală a lămpilor.

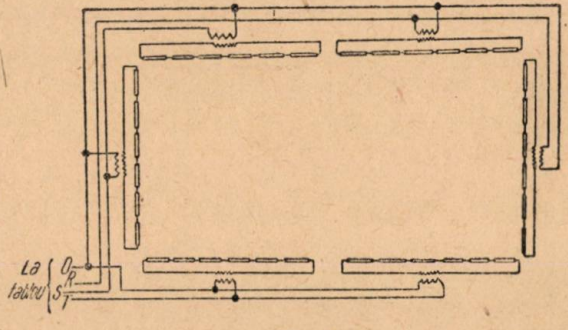


Fig. 3

In fig. 4 este reprezentată caracteristica curent-tensiune a unui astfel de transformator.

c) *Micşorarea continuă a fluxului luminos* pînă la stingerea lămpilor fluorescente de înaltă tensiune este uşor realizabilă, constituind unul

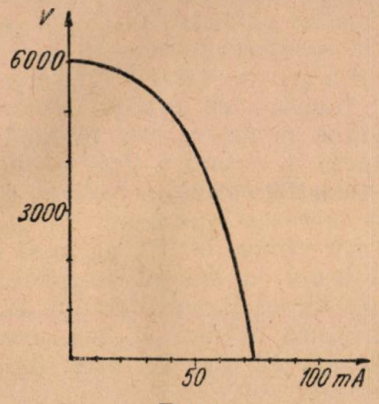


Fig. 4

din avantajele însemnate ale acestora. Se ştie că fluxul luminos al lămpilor de înaltă tensiune depinde de curentul ce le străbate, iar acesta este în funcţie de tensiunea aplicată la borne. Prin micşorarea treptată a tensiunii se poate comanda întunecarea lămpilor pînă la stingerea lor completă, astfel încît acestea sînt indicate pentru a fi folosite în teatre sau cinematografe.

Micşorarea continuă a tensiunii se poate face, fie cu ajutorul unei rezistenţe ohmice (reostat) sau inductive, fie cu ajutorul unui transformator cu prize intermediare, intercalate între reţea şi transformatorii de alimentare ai grupelor de lămpi.

3. Schemele de montaj ale lămpilor fluorescente de joasă tensiune cu electrozi preîncălziţi.

a) *Schema clasică de montaj* în curent alternativ monofazat este reprezentată în fig. 5.

După cum se vede din schemă, cei doi electrozi ai tubului fluorescent sînt legaţi la reţea

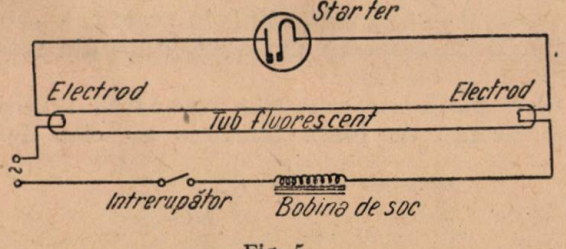


Fig. 5

în serie cu un starter şi o bobină de şoc. In momentul închiderii întrerupătorului starterul lasă să treacă curentul un anumit timp, spiralele de wolfram (electrozii) se încălzesc, după care starterul întrerupe brusc circuitul. In acest moment din cauza întreruperii brusce a cîmpului magnetic, în bobina de şoc se induce o supratensiune — cu ordinul de mărime de 1 000 V — care provoacă amorsarea descărcării în tub. După aceasta straterul încetează să mai funcţioneze, temperatura electrozilor fiind menţinută de descărcarea ce are loc în tub.

Practica a dovedit că pentru atingerea temperaturii de funcţionare este suficientă o încălzire a electrozilor timp de 1—2 secunde cu un curent cu 50% mai mare decît curentul de lucru.

Pentru eliminarea paraziţilor radiofonici se obişnuieşte a se construi bobina de şoc cu două înfăşurări, montîndu-se în paralel cu aceasta un condensator de circa 0,1 μ F, iar la bornele starterului se prevede un condensator de circa 0,01 μ F.

Deoarece prin introducerea în circuit a bobinei de şoc factorul de putere al instalaţiei scade pînă la cos $\varphi = 0{,}5$, se prevede un condensator, care în funcţie de tipul lămpii are o capacitate de 2—8 μF; în acest fel se poate îmbunătăţi factorul de putere pînă la cos $\varphi = 0{,}95$. Schema completă a unei instalaţii

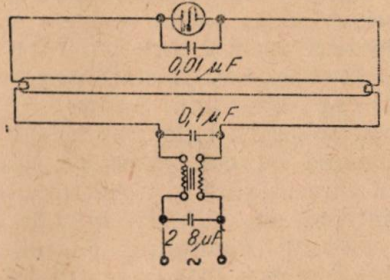


Fig. 6

cu dispozitive de deparazitare şi îmbunătăţire a factorului de putere este reprezentată în fig. 6.

b) *Sarterul* poate fi realizat în diferite moduri. Construcţia aproape exclusiv întîlnită astăzi constă dintr-un mic balon de sticlă, umplut cu neon, în interiorul căruia se află doi electrozi, dintre care unul format dintr-o lamă de bimetal îndoită. In mod normal, cei doi electrozi sînt depărtaţi (fig. 7, *a*) circuitul fiind întrerupt. In momentul cînd instalaţia se conectează la reţea prin închiderea întrerupătorului, între cei doi electrozi se produce o descărcare electrică (fig. 7, *b*) care provoacă încălzirea acestora. Datorită încălzirii, lama de bimetal se deformează (fig. 7, *c*) închizînd circuitul. In această situaţie, prin filamentele lămpilor trece un curent de preîncîlzire care aduce filamentele în stare de incandescenţă. In această fază, descărcarea electrică din balonul starterului încetează astfel încît electrozii se răcesc şi după

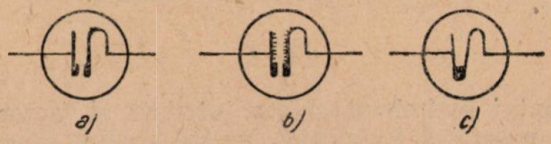


Fig. 7

1—2 secunde se depărtează întrerupînd brusc circuitul şi provocînd astfel supratensiunea

necesară amorsării descărcării în tubul fluorescent.

După aprinderea tubului fluorescent în starter nu se mai produc descărcări, deoarece el este calculat pentru tensiunea nominală a rețelei iar tensiunea de funcționare a lămpii este aproximativ jumătate din aceasta. Totuși, în urma unei funcționări îndelungate a lămpii, spre sfîrșitul duratei ei, datorită pulverizării stratului de oxid cu care sînt acoperiți electrozii, tensiunea lămpii crește, putîndu-se apropia de tensiunea de funcționare a starterului. In această situație, după depărtarea electrozilor, descărcarea în starter reîncepe și ciclul descris mai sus se repetă provocînd pîlpîirea lămpii.

De asemenea, în cazul cînd supratensiunea este aplicată unor filamente insuficient încălzite nu se produce amorsarea lămpii, starterul continuă să funcționeze iar filamentele se deteriorează provocîndu-se scurtarea duratei de funcționare a tubului fluorescent. Pentru evitarea acestui inconvenient unele startere se prevăd cu un dispozitiv special care întrerupe circuitul după funcționarea lor. Restabilirea curentului se face prin apăsarea unui buton.

In mod obișnuit, balonul cu neon se montează împreună cu condensatorul său de deparazitare, care asigură și aprinderea rapidă a tubului, într-un mic cilindru metalic prevăzut cu două contacte, denumirea de starter fiind folosită uzual pentru întreg ansamblul.

c) *Efectul stroboscopic*, arătat în [9, pct. 4b] se poate reduce foarte mult prin folosirea schemei de conexiuni reprezentată în fig. 8. Cele două

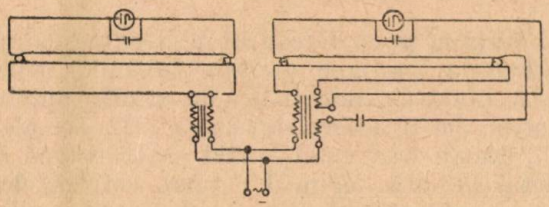


Fig. 8

tuburi fluorescente montate în același corp de iluminat sînt alimentate cu curenți decalați unul înapoi cu ajutorul bobinei de șoc, iar al doilea înainte printr-un condensator. Prin acest

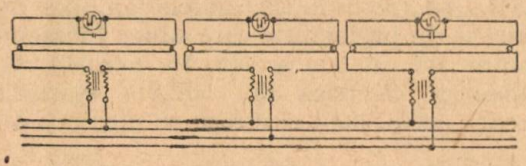


Fig. 9

montaj se îmbunătățește totodată și factorul de putere al instalației, acesta putînd ajunge pînă la cos $\varphi = 0{,}95$.

In ateliere, unde în general stă la dispoziție curent trifazat, se obișnuiește folosirea corpurilor de iluminat echipate cu cîte 3 tuburi fluorescente, fiecare din acestea fiind legat la cîte o fază a rețelei (fig. 9). In acest fel se reduce variația fluxului luminos în raport cu valoarea medie pînă la 10—15%, valoare la care efectul stroboscopic nu se mai produce.

d) *Stabilizarea curentului* și limitarea acestuia pe timpul funcționării tubului fluorescent de joasă tensiune se face astăzi în mod obișnuit prin montarea în circuit a unei bobine de șoc. Aceasta este astfel calculată încît pe de o parte să permită trecerea curentului de preîncălzire a filamentelor iar pe de altă parte să asigure o putere uniformă în timpul funcționării. Totodată bobina de șoc preia diferența de tensiune dintre tensiunea rețelei și tensiunea de la bornele lămpii. In fig 10 este reprezentată

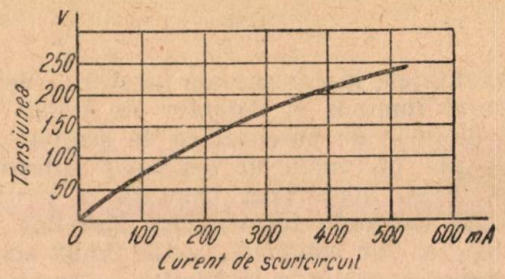


Fig. 10

caracteristica unei bobine de șoc pentru tuburi fluorescente de joasă tensiune.

O bună bobină de șoc trebuie să întrunească o serie de calități printre care : pierderi minime de putere care nu trebuie să depășească 15%, încălzirea limitată la maximum 60°C, vibrația tolelor miezului (bîzîitul) trebuie să fie cît mai redusă, dimensiuni și greutăți mici.

In ultimul timp, unele fabrici constructoare au început să înlocuiască bobinele de șoc prin lămpi stabilizatoare de curent. prevăzute în interior cu o rezistență. Aceste lămpi, montate în circuit în locul bobinei de șoc, pot fi întrebuințate numai în legătură cu tuburi și startere construite special în acest scop. Ele se folosesc și în cazul — mai rar întîlnit în practică — cînd tuburile fluorescente sînt alimentate din rețele de curent continuu.

e) *Soclurile* cu care sînt prevăzute tuburile fluorescente de joasă tensiune au cîte două

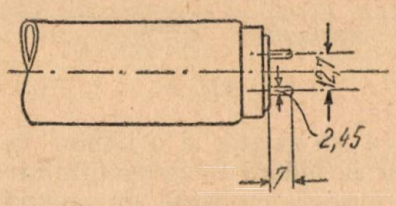


Fig. 11

contacte și sînt standardizate. In fig. 11 este reprezentat un astfel de soclu.

f) *Duliile* pentru tuburi fluorescente de joasă tensiune sînt de diferite construcții permițînd

montarea acestora fie pe plane paralele, fie pe plane perpendiculare pe axa tubului. Ele trebuie să asigure o fixare solidă a tubului precum și un contact perfect.

In fig. 12 este reprezentată o dulie prevăzută cu locaș pentru starter iar din fig. 13 —

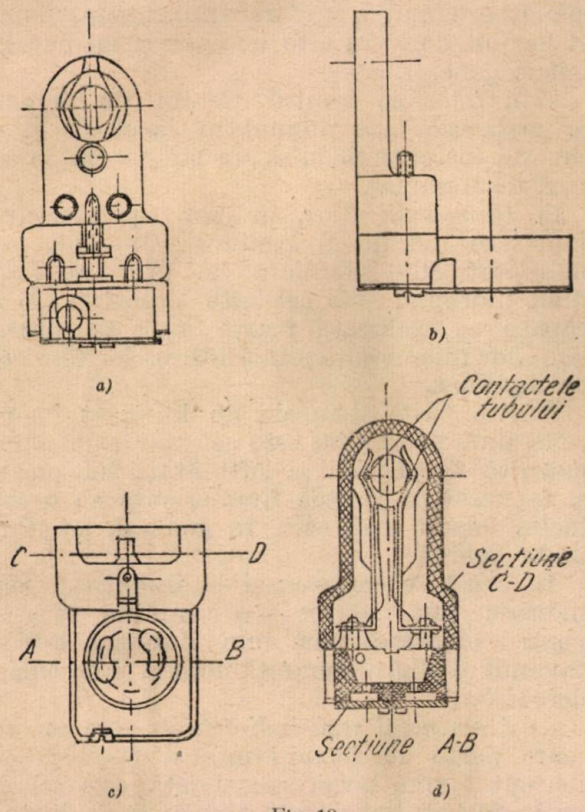


Fig. 12

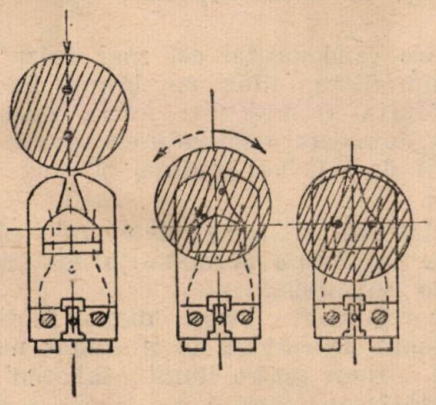


Fig. 13

care reprezintă o dulie simplă — se poate vedea modul cum se introduce tubul fluorescent în aceasta

4. **Aprinderea fără starter a lămpilor fluorescente de joasă tensiune.** Necesitatea de a prevedea în circuitul lămpilor fluorescente de joasă tensiune un dispozitiv auxiliar de aprindere — starterul — constituie un inconvenient, deoarece pe de o parte se introduce o sursă suplimentară de eventuale defecțiuni, iar pe de altă parte se scumpește instalația precum și costul de întreținere al acesteia.

Din aceste motive constructorii au căutat diferite sisteme de a provoca aprinderea lămpilor fără ajutorul starterului. Pentru moment aceste sisteme nu s-au generalizat, datorită — printre altele — și faptului că încercarea practică a tuburilor sau a schemelor durează foarte mult, de obicei peste un an, deoarece actualmente nu există o metodă satisfăcătoare de a accelera proba de durată a lămpilor fluorescente.

Unul dintre sistemele comercializate, adoptat de firma Philips-Olanda, se bazează pe un circuit rezonant (fig. 14).

Cele două bobine de autoinducție sînt astfel dimensionate încît atunci cînd lampa nu funcționează să se creieze o stare de rezonanță în circuitul format de bobine și condensatorii respectivi, la frecvența nominală a rețelei.

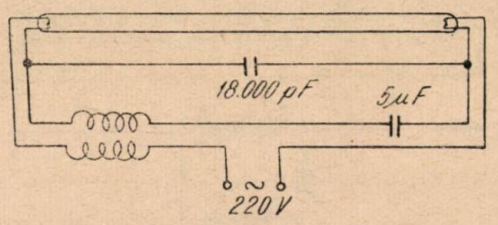


Fig. 14

Prin aplicarea tensiunii la bornele instalației, din cauza impedanței reduse datorită stării de rezonanță, curentul traversează filamentele încălzindu-le pînă la temperatura la care arcul este amorsat în lampă. In acest moment, rezonanța în circuit este distrusă și lampa funcționează normal.

Inafară de diferite alte sisteme bazate pe principii asemănătoare, sînt în studiu o serie de tipuri de lămpi fluorescente construite special pentru aprindere instantanee directă.

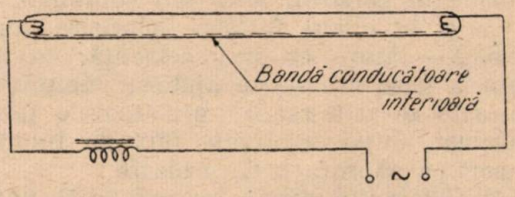


Fig. 15

Unul dintre sisteme constă în plasarea în interiorul lămpii a unei benzi conducătoare de curent (fig. 15); altele prin montarea unor electrozi auxiliari legați între ei (fig. 16) sau a unui strat de material conducător transparent aplicat pe suprafața interioară a tubului (fig. 17).

In momentul aplicării tensiunii la capetele circuitului, datorită distanței mici între filamente și electrozii auxiliari sau stratul interior

bun conducător, se produce o descărcare luminescentă la capetele tubului, care pe de o parte încălzește filamentele, iar pe de altă parte

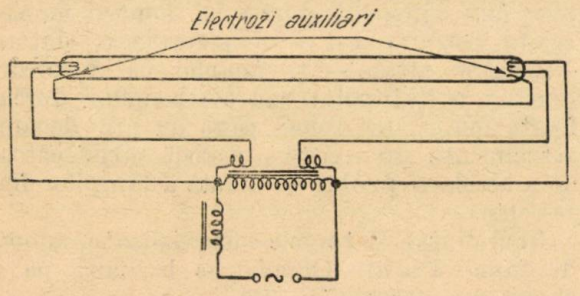


Fig. 16

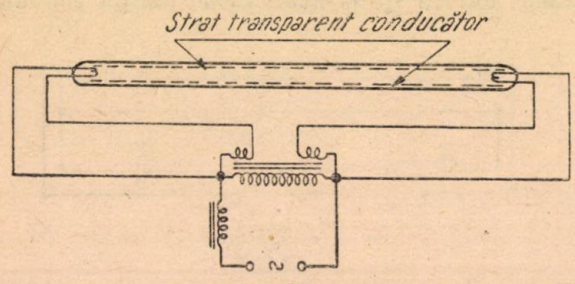


Fig. 17

provoacă ionizarea gazelor din tub. Datorită acestui fenomen se amorsează arcul între filamente, după care, rezistența acestuia fiind mai mică, descărcarea auxiliară încetează.

Trebuie menționat că în ultimele două scheme, amorsarea arcului este ușurată prin preîncălzirea filamentelor cu un curent de intensitate redusă.

II. Tehnica iluminatului fluorescent

1. **Sisteme de iluminat.** Lămpile fluorescente se pretează foarte bine pentru toate felurile de iluminat, atît în exterior cît și în interior, pentru iluminatul general, local sau combinat.

Ca și în cazul folosirii celorlalte surse de lumină — lămpi cu incandescență, cu descărcare în gaze etc. — cu ajutorul lămpilor fluorescente se pot realiza următoarele feluri de iluminat, după repartiția fluxului luminos în raport cu suprafața de utilizare :

a) *Iluminatul direct*, în care peste 90% din fluxul luminos este îndreptat spre suprafața de utilizare, se folosește pentru iluminarea locurilor de lucru, a vitrinelor etc.

In timp ce lampa cu incandescență, chiar fără ajutorul unui corp de iluminat, aruncă cea mai mare parte a luminii într-o anumită direcție, lampa fluorescentă distribuie lumina uniform în toate direcțiile perpendiculare pe axa sa.

Din acest motiv, pentru a se realiza un iluminat direct, lampa fluorescentă trebuie montată într-un reflector care să dirijeze razele luminoase spre suprafața ce urmează a fi luminată.

b) *Iluminatul semidirect*, în care cea mai mare parte a fluxului luminos (60—90%) este îndreptat spre suprafața de utilizare, este întrebuințat în special în birouri sau locuri asemănătoare în care, în afara unui iluminat intens al locului de lucru este necesar și un bun iluminat general.

Prin folosirea acestui sistem de iluminat se realizează atît iluminatul local cît și cel general întrebuințîndu-se un singur tip de corpuri de iluminat.

c) *Iluminatul difuz*, în care aproximativ o jumătate din fluxul luminos (40—60%) este îndreptat spre suprafața de utilizare, restul fiind îndreptat spre celelalte suprafețe ale încăperii se realizează foarte ușor cu ajutorul lămpilor fluorescente prin folosirea lor fără corp de iluminat.

Dintre toate sistemele de iluminat fluorescent, iluminatul difuz este cel mai întrebuințat, datorită simplicității și ieftinătății lui, precum și faptului că lămpile fluorescente au o strălucire relativ mică care, în general, nu stînjenește ochiul.

In acest sistem — ca și la iluminatul semiindirect sau indirect — o condiție esențială pentru obținerea unui bun iluminat este ca tavanul să aibă o suprafață netedă și de culoare deschisă.

d) *Iluminatul semi-indirect*, în care cea mai mare parte din fluxul luminos (60—90%) este îndreptat spre tavan sau pereți, este cel mai puțin folosit dintre toate sistemele de iluminat cu lămpi fluorescente, pentru următoarele motive :

— are randamentul cel mai scăzut ;

— iluminatul difuz cu lămpi fluorescente este foarte avantajos și ieftin înlocuind cu succes iluminatul semi-indirect care ar necesita corpuri de iluminat scumpe și greu de întreținut ;

— datorită strălucirii relativ mici reflectarea razelor luminoase la distanțe mai mari este practic imposibilă.

Datorită acestor inconveniente fabricile constructoare de corpuri de iluminat nu produc astăzi corpuri pentru iluminatul semi-indirect.

e) *Iluminatul indirect*, în care peste 90% din fluxul luminos este dirijat spre tavan sau pereți, este realizat prin montarea tuburilor fluorescente în scafe prevăzute cu reflectoare.

Trebuie subliniat faptul că lumina difuză a lămpilor fluorescente, care în majoritatea cazurilor constituie un avantaj însemnat, în cazul iluminatului indirect este un defect.

Lămpile cu incandescență la care izvorul de lumină este concentrat, permit dirijarea cu ajutorul reflectoarelor a unei lumini de 15—25 ori mai intensă decît a sursei, în timp ce în cazul lămpilor fluorescente lumina reflectată

este numai de 2—3,5 ori mai intensă. Din acest motiv folosind lămpi fluorescente în scafe, se poate ilumina numai o fîşie îngustă a tavanului, de-a lungul acestora.

Pentru obţinerea unui iluminat indirect mai bun este necesară deci instalarea unor lămpi

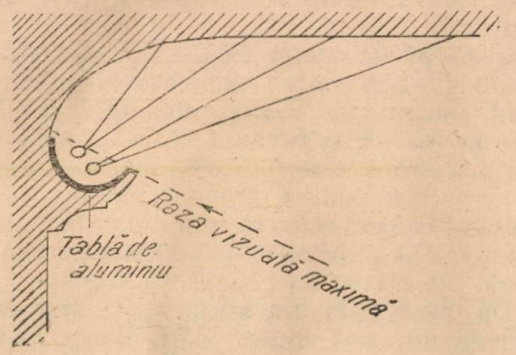


Fig. 18

mai puternice, pierzîndu-se mare parte din avantajul randamentului luminos ridicat al lămpilor fluorescente.

In consecinţă, iluminatul indirect cu lămpi fluorescente trebuie luat în consideraţie în spe-

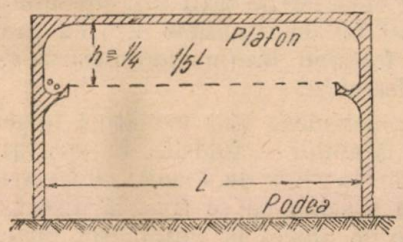


Fig. 19

cial în cazul încăperilor relativ puţin înalte, în care aşezarea vizibilă a lămpilor fluorescente ar putea deranja privirea. Scafele se aşază la o distanţă potrivită de la tavan astfel încît deschiderea lor să fie suficientă pentru ieşirea razelor reflectate.

In fig. 18 şi 19 sînt reprezentate două exemple de construcţii de scafe şi tavane destinate iluminatului fluorescent indirect, în care se remarcă forma puţin boltită a tavanelor, realizate astfel pentru a se mări unghiul de reflexie al razelor luminoase.

2. Corpuri şi armaturi de iluminat cu lămpi fluorescente. a) *Corpurile pentru iluminatul direct* sînt prevăzute cu un reflector, de obicei din tablă de oţel, acoperit în interior cu email alb care reflectă difuz lumina şi se execută pentru unul, două sau trei tuburi fluorescente (fig. 20).

După cum s-a văzut mai sus, reflectoarele oglindă sînt mai rar întrebuinţate în iluminatul fluorescent, folosirea lor fiind limitată la anumite scopuri speciale, spre exemplu la vitrine, la locuri de muncă de suprafaţă mică care necesită o iluminare intensă etc.

Corpurile cu reflexie difuză sînt întrebuinţate în special la iluminatul general al încăperilor

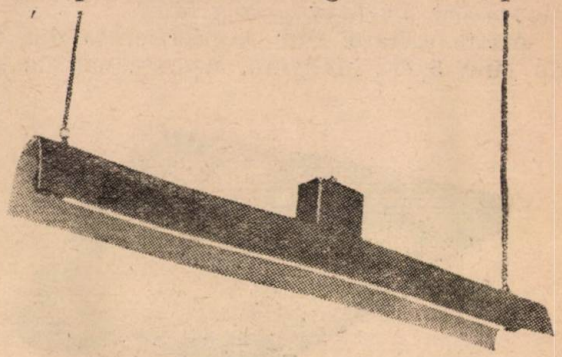


Fig. 20

industriale, avînd în planul perpendicular pe axa lămpilor, un unghi de protecţie de minimum 15°.

In unele cazuri, cînd lămpile sînt aşezate prea jos şi ar exista pericol de orbire, la partea inferioară a corpurilor de iluminat se aşază grătare din metal sau din materiale plastice a căror execuţie este descrisă mai jos.

Corpurile de iluminat pot fi montate fie direct pe plafon în cazul încăperilor de înălţime potrivită şi atunci cînd se cere un iluminat general cît mai uniform, fie suspendate la o înălţime convenabilă în cazul încăperilor înalte sau atunci cînd este necesar un iluminat mai intens al unor anumite porţiuni din încăpere.

Ele pot fi aşezate fie izolate unul de altul, fie cap la cap, formînd benzi luminoase continue.

De asemenea, corpuri pentru iluminatul direct de construcţia descrisă sînt folosite la iluminatul local al locurilor de muncă, spre exemplu la maşini, mecanică fină, planşete de desen etc. (fig. 21).

Astăzi se construiesc şi corpuri de iluminat de masă prevăzute cu tuburi fluorescente scurte sau cu tuburi în formă de U.

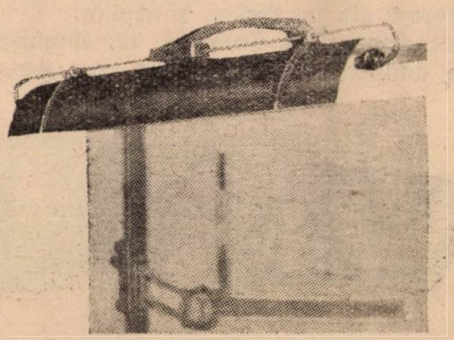


Fig. 21

Pentru iluminatul direct al încăperilor de utilitate publică, de exemplu săli de şedinţe,

holuri de hoteluri, magazine etc. se construiesc în ultimul timp corpuri de iluminat care se fixează direct pe plafon și care la partea inferioară sînt prevăzute cu grătare.

Aceste grătare sînt confecționate din fîșii de circa 3 cm înălțime, așezate una de alta

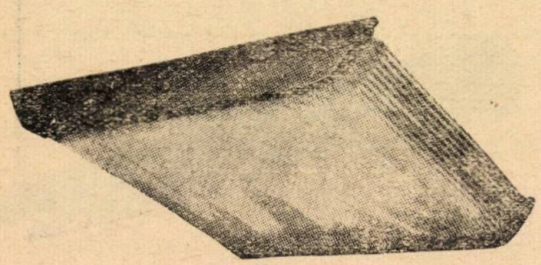


Fig. 22

la distanțe de circa 3—7 cm, formînd ochiuri pătrate sau romboidale. Fîșiile pot fi confecționate fie din metal emailat alb, fie din material plastic translucid. Datorită înălțimii fîșiilor, lămpile nu pot fi privite direct sub un unghi mai mare de circa 30°, împiedicînd orice posibilitate de orbire, iar lumina este reflectată și difuzată de acestea în așa fel încît încăperea este iluminată uniform.

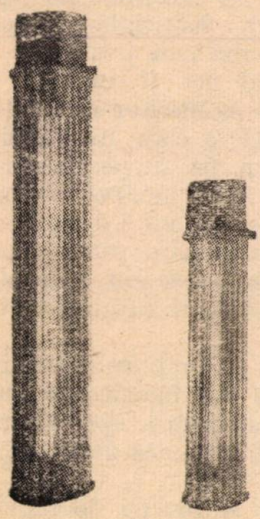


Fig. 23

Părțile laterale ale acestor corpuri de iluminat sînt confecționate din sticlă mată ori opală sau din material plastic translucid.

Uneori, pentru obținerea unor efecte arhitecturale, lămpile fluorescente se așază pe întreaga suprafață a plafonului, iar acesta este în întregime mascat prin grătare fixate pe rame metalice.

Alte tipuri de corpuri de iluminat direct care difuzează lumina prin transparență sînt

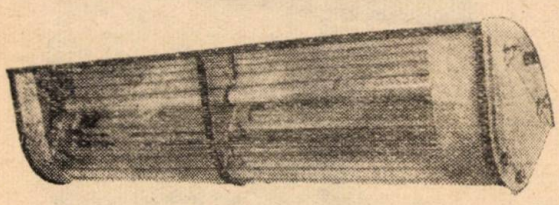


Fig. 24

prevăzute cu plăci de sticlă avînd presate pe suprafața lor prisme care reflectă și difuzează lumina, sau cu tuburi de sticlă avînd același efect.

In fig. 22 și 23 sînt reprezentate corpuri de iluminat de acest tip fabricate în Republica Democrată Germană, pentru montat pe tavan sau pe pereți.

In sfîrșit, în categoria corpurilor de iluminat direct intră și cele destinate montajului exterior pentru iluminatul străzilor, piețelor etc. (fig. 24).

b) *Corpurile pentru iluminatul semi-direct*, se întrebuințează pentru iluminatul interior atunci cînd, pentru a se crea o ambianță mai plăcută, este necesar ca și tavanul să fie iluminat. Execuția acestora este foarte asemănătoare cu cea a corpurilor pentru iluminat direct, cu diferența că în locul reflectorului din tablă emailată acestea sînt prevăzute cu reflectoare din sticlă opală sau materiale plastice (plexiglas).

De obicei cele din sticlă opală sînt confecționate din mai multe plăci, fixate pe rame metalice, pentru a se limita pagubele în caz de spargere.

Corpuri de acest fel sînt recomandate în special pentru birouri, unde se cere o iluminare intensă a locului de lucru și în același timp un iluminat general satisfăcător.

c) *Armăturile pentru iluminatul difuz* sînt foarte mult întrebuințate astăzi, datorită în primul rînd ieftinătății lor, precum și faptului că acest fel de iluminat este cu mult mai rațional folosind lămpi fluorescente decît lămpi incandescente.

Se construiesc atît armături pentru suspendarea lămpilor — folosite în special la iluminatul încăperilor de locuit, cît și armături sau suporți speciali ce se fixează direct pe plafon, folosite de obicei la iluminatul birourilor, magazinelor, încăperilor de utilitate publică etc.

In general, armăturile ce se fixează pe plafon se așază în așa fel încît tuburile să fie în prelungire, formînd benzi luminoase. Se recomandă ca aceste armături sau suporți să fie astfel construiți încît tubul să se afle la o distanță de 20—40 cm de plafon, pentru a se da posibilitatea acestuia să reflecte bine lumina. Dacă tubul se montează mai aproape, tavanul nu poate reflecta în bune condiții lumina radiată în sus, încăperea părînd întunecoasă și micșorîndu-se randamentul general al iluminatului.

Armăturile suspendate se fabrică pentru una, două sau trei lămpi fluorescente, executîndu-se în general din metal (fig. 25).

d) *Corpurile pentru iluminatul difuz* sînt folosite de multe ori în magazine, holuri etc. unde se cere încadrarea lor într-un ansamblu arhitectonic. Ele sînt prevăzute la partea inferioară cu grătare, plăci de sticlă cu prizme sau tuburi de sticlă, la partea superioară fiind de obicei deschise (fig. 26).

De asemenea se construiesc corpuri sigure contra exploziilor pentru iluminatul difuz al încăperilor în care prezența în atmosferă a unor gaze ar putea da naștere la explozii.

Acestea sînt indicate în exploatările miniere, sau în anumite încăperi industriale. Tubul sau tuburile fluorescente sînt protejate printr-un

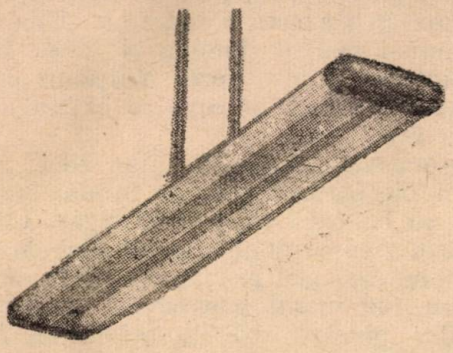


Fig. 25

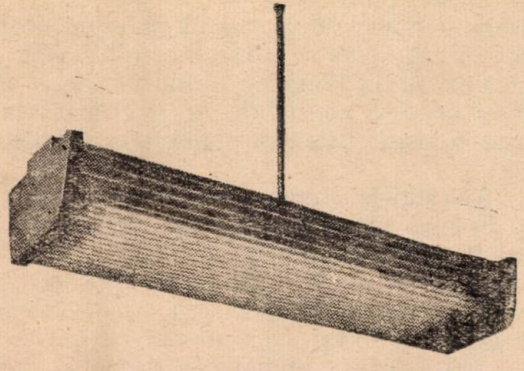


Fig. 26

înveliș de sticlă groasă, întărit cu o armătură metalică și etanșat la capete cu garnituri speciale (fig. 27). Bobinele de șoc și starterele sînt

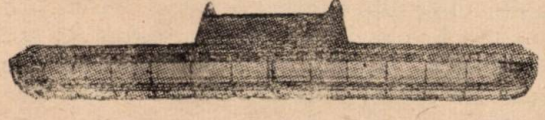


Fig. 27

montate în lăcașuri speciale etanșe iar duliile au o construcție specială care aruncă afară soclurile în cazul spargerii tuburilor, astfel încît în această situație funcționarea starterelor este împiedicată.

e) *Lustrele cu lămpi fluorescente* de modele diferite sînt folosite pe scară largă pentru iluminatul interioarelor clădirilor publice, cluburi, săli de spectacole, restaurante etc.

Ele au cele mai variate forme și dimensiuni în funcție de particularitățile arhitectonice ale încăperilor și sînt de multe ori executate după comandă pentru a se armoniza cu mobilierul și decorația interioară.

f) *Așezarea corpurilor de iluminat* constituie o problemă a cărei rezolvare este diferită în cazul lămpilor fluorescente, față de lămpile cu incandescență, datorită formei diferite a acestora. Repartiția fluxului luminos a tuburilor fluorescente face ca în cazul cînd ele se așază pe aceeași direcție, în spațiul dintre ele să se creeze o zonă întunecată (fig. 28). Din acest

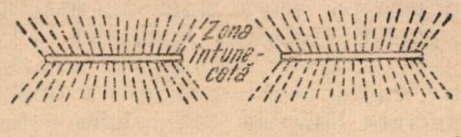


Fig. 28

motiv lămpile fluorescente trebuie astfel așezate încît radiațiile lor luminoase să acopere întreaga suprafață de iluminat. Spre exemplu în cazul iluminării unei mese de conferințe cu ajutorul a două lămpi, acestea nu se vor așeza în lung cum ar părea normal ci transversal, așa după cum se vede în fig. 29.

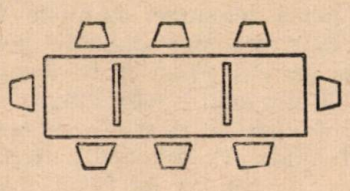


Fig. 29

In general, la iluminatul direct al încăperilor industriale, lămpile se așază în șiruri continue paralele, ținîndu-se seama însă că în cazul distanțelor egale între șirurile de lămpi, iluminarea de-a lungul pereților laterali este mai mică decît în mijlocul încăperii. Pentru remedierea acestui inconvenient se pot apropia șirurile de lămpi extreme sau se montează pe margini lămpi cu o intensitate luminoasă mai mare.

III. Domeniile de utilizare și avantajele lămpilor fluorescente

1. **Domeniul de utilizare al lămpilor fluorescente de înaltă tensiune.** Lămpile fluorescente de înaltă tensiune nu se folosesc în general pentru iluminatul locuințelor și al birourilor atît din cauza costului relativ ridicat al instalației cît și în special datorită tensiunii ridicate care este periculoasă și necesită o serie de protecții speciale.

Un avantaj important al acestor lămpi față de cele de joasă tensiune este — după cum s-a văzut — posibilitatea diminuării continue a fluxului luminos de la maximum pînă la stingerea lămpii, prin variația tensiunii. Pentru acest motiv precum și datorită duratei mai mari de

funcționare, lămpile fluorescente de înaltă tensiune sînt indicate pentru iluminatul sălilor de spectacol.

In aceste săli lămpile fiind în general greu accesibile, durata mare de funcționare constituie un avantaj însemnat, deoarece ele trebuie înlocuite la intervale mai mari.

De asemenea lămpile de înaltă tensiune sînt întrebuințate pe scară largă în exterior, în special pentru reclamele luminoase. In acest scop, prin alegerea corespunzătoare a luminoforului, tubul poate avea orice culoare. Ele sînt preferate lămpilor cu incandescență care, în afară de faptul că au un randament luminos foarte scăzut, mai pierd și o parte din lumina produsă prin absorbția filtrelor colorate. De asemenea tuburile fluorescente de înaltă tensiune sînt mult mai luminoase față de obișnuitele tuburi cu neon, iar față de cele de joase tensiune prezintă avantajul că funcționarea lor nu este condiționată de temperatura mediului ambiant.

2. **Domeniul de utilizare al lămpilor fluorescente de joasă tensiune.** Lămpile fluorescente de joasă tensiune sînt indicate pentru iluminatul interior sau exterior în locurile în care perioada iluminatului este lungă. Acolo unde lămpile sînt aprinse și stinse deseori, folosirea lor nu este indicată din cauza reducerii considerabile a duratei lor de funcționare, ceea ce duce la un cost de exploatare mai ridicat.

Inafara utilizărilor curente amintite mai sus, ca localuri publice, birouri, ateliere, muzee, etc., lămpile fluorescente de joasă tensiune au fost introduse în ultimul timp și la iluminatul vagoanelor de cale ferată.

Generatorii și acumulatorii montați pe vagoane au o putere limitată de dimensiunile lor, care nu poate fi mărită datorită spațiului restrîns ce stă la dispoziție. Din acest motiv, nivelul maxim al iluminatului vagoanelor cu lămpi cu incandescență nu a putut depăși circa 60 lucși.

Folosind lămpi fluorescente, intensitatea iluminatului poate fi triplată fără a se mări puterea generatorilor sau capacitatea bateriilor de acumulatori.

3. **Alegerea culorii lămpilor fluorescente.** In funcție de locul unde urmează a fi instalate trebuie dată o deosebită atenție la alegerea culorii tuburilor fluorescente.

Folosirea lămpilor „lumina zilei" nu este recomandabilă — după cum s-ar părea la prima vedere — pentru iluminatul oricăror încăperi, cu toată asemănarea compoziției spectrale a acestora cu cea a luminii naturale.

Lumina naturală este extrem de puternică și impresia vizuală creată de iluminatul artificial în raport cu aceasta, este a unei iluminări insuficiente. Chiar în cazul în care se realizează un nivel foarte ridicat al iluminării, persoanele apar palide și fără viață în încăperile iluminate cu lămpi „lumina zilei".

Pentru aceste considerente lămpile „lumina zilei" sînt folosite numai acolo unde este necesară aprecierea exactă a culorilor și de preferință numai pentru iluminatul local. Ele se întrebuințează în vopsitorii, magazine de textile, galerii de artă în care se expun obiecte colorate etc.

De asemenea lămpile „lumina zilei" se pot folosi în încăperile lipsite de lumina naturală în care se lucrează timp îndelungat. In acest fel și prin crearea unui nivel ridicat de iluminare ochiul este mai puțin solicitat la eforturi.

Pentru iluminatul general al magazinelor, localurilor publice, săli de așteptare, foaiere de teatru etc. se recomandă folosirea lămpilor cu lumină albă sau albă-caldă, deoarece acestea crează un iluminat mai natural al fețelor omenești, însuflețindu-le.

Trebuie remarcat faptul că randamentul luminos al lămpilor cu lumina albă este mai ridicat ca cel al lămpilor „lumina zilei", astfel încît și aceasta constituie un argument în favoarea folosirii primelor pentru iluminatul general.

4. **Avantajele iluminatului fluorescent.** Din cele de mai sus a rezultat că lămpile fluorescente prezintă o serie de avantaje importante în comparație cu lămpile cu incandescență ori cele cu descărcări în gaze sau vapori. In rezumat aceste avantaje sînt următoarele :

a) Eficacitate luminoasă ridicată, putînd atinge 60—65 lm/W. Este de menționat faptul că o lampă cu incandescență de cel mai perfecționat tip, cu filamentul dublu spiralizat și umplută cu kripton, are la puterea de 100 W un randament luminos de aproximativ 16 lm/W.

b) Durata lungă de funcționare care pentru lămpile obișnuite fabricate astăzi poate atinge 7 500 ore în cazul unui număr redus de aprinderi zilnice. Lampa cu incandescență are o durată de funcționare de numai 1 000 ore.

c) Insemnate economii în exploatare rezultînd pe de o parte din faptul că randamentul luminos ridicat determină o iluminare de 3—4 ori mai mare ca la lămpile cu incandescență, pentru un consum egal de curent, iar pe de altă parte prin faptul că lămpile avînd o durată mare de funcționare trebuie înlocuite mult mai rar.

d) Strălucire mică, astfel încît fenomenul de orbire este foarte mult redus.

e) Iluminare uniformă și eliminarea umbrelor dure datorită suprafeței mari de radiație a luminii.

f) Posibilitatea alegerii culorii luminii în funcție de încăperea care trebuie iluminată, obținîndu-se după necesități, fie o iluminare caldă, fie o iluminare care să permită distingerea justă a culorilor.

g) Lumină „rece" datorită cantităţii foarte mici de căldură pe care o dezvoltă lămpile fluorescente.

h) Posibilitatea de a armoniza iluminatul din punct de vedere arhitectonic cu încăperea respectivă.

Se afirmă uneori că un dezavantaj al iluminatului fluorescent ar fi costul ridicat al instalaţiei. Această afirmaţie nu este exactă deoarece costul ceva mai ridicat de investiţie este compensat prin durata mult mai lungă de funcţionare şi prin economia însemnată de curent .In general, instalaţiile de iluminat cu tuburi fluorescente de joasă tensiune se amortizează încă în perioada de funcţionare a primei lămpi fluorescente.

*

Datorită tuturor acestor calităţi, fabricarea şi folosirea lămpilor fluorescente a luat o mare dezvoltare ajungîndu-se ca de la o producţie de cîteva sute de mii de bucăţi în anul 1938 astăzi să se fabrice anual sute de milioane de lămpi în lumea întreagă.

In ţara noastră au fost realizate primele prototipuri de lămpi fluorescente care au dat deplină satisfacţie în urma probelor la care au fost supuse.

Bibliografie

[1]. *Ivanov A. P.*: Surse electrice de lumini — Lămpi cu descărcări în gaze. Bucureşti, Editura Energetică de Stat, 1948 (trad. din limba rusă).

[2]. *Lugovskoi B. I.*: Iluminatul fluorescent, Bucureşti, Editura Energetică de Stat, 1953 (trad. din limba rusă).

[3]. *Nell Walter* şi *Neumann Ernst*: Beleuchtungstechnik und Leuchstofflampen, Leipzig, 1952.

[4]. *Neumann Ernst*: Die physikalischen Grundlagen der Leuchstofflampen, Berlin, 1954.

[5]. * * * Lămpi fluorescente, Ministerul Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice, Bucureşti, 1952.

[6]. *Campbell J. H.*: The Trend Toward Instant Starting of Fluorescent Lamps, Electrical Engineering, June 1951, vol. 70, nr. 6, pag. 533.

[7]. * * * Cataloagele firmelor: KOVO-Praga, C.S.R. Tungsram-Budapesta, R.P.U.; D.I.A.-Berlin, R.D.G.; Philips-Eindhoven, Olanda; Osram şi Schako-Republica Federală Germană; Luma, Suedia; Novalux etc.

[8]. * * * STAS 3687-53.

[9] *Kantar N.*: Lămpi fluorescente, Electrotehnica 10/1955.

★

МОНТАЖНЫЕ СХЕМЫ И ТЕХНИКА ЛЮМИНИСЦЕНТНОГО ОСВЕЩЕНИЯ

Резюме

Излагаются монтажные схемы и установочные детали люминисцентных ламп низкого и высокого напряжения. Затем, рассматриваются светильники и светотехника. Заканчивается областью применения и преимуществами люминисцентного освещения.

Observații cu privire la articolul: In legătură cu textul „Terminologia în electrotehnică"

Ing. M. BERLADSCHI

621,3.01.001.11

Intr-un articol anterior [11] ing. S. Mahalnischi enunță o serie de observații în legătură cu traducerea „Terminologiei electrotehnicii teoretice" apărută în revista „Electrotehnica" [2] și în „Manualul inginerului electrician" [3]. Unele teze ale autoarei merită o atenție specială.

1. După cum subliniază autoarea, traducerea unui text tehnic, în special a unui proiect de terminologie, trebuie executat cu o grijă deosebită, păstrîndu-se „coherența și unitatea textului original", redînd exact conținutul definițiilor. Fără îndoială, textul publicat în „Electrotehnica", ca și cel din „Manual" au lipsuri — unele de fond, altele de formă — sau datorite redacției tehnice și tipografiei. Dar în același timp credem că autoarea greșește atunci cînd cere o traducere textuală (cuvînt cu cuvînt) a textului original.

Ceea ce trebuia să realizeze traducătorul este redarea *precisă a conținutului textului tradus, a noțiunilor*, astfel încît cititorul specialist în materie să poată urmări expunerea ca și cum aceasta ar fi fost elaborată în limba romînă, fără dificultăți de înțelegere, fără să fie necesar un efort de asimilare filologică a materialului studiat. Ori aceasta ar fi imposibil dacă s-ar executa traduceri textuale. Pentru denumirea noțiunilor tehnice trebuie să se folosească corespondenții *tehnici*, termenii care sînt adoptați și utilizați curent în limba respectivă. Este lesne de înțeles că traducerea literară a termenilor tehnici poate stîrni numeroase nedumeriri și constituie o eroare.

Pentru exemplificare, se dau mai jos cîțiva termeni tehnici în limba rusă, cu traducerile lor textuale și cele logice din punct de vedere tehnic:

1)	postoianîi toc	curent constant	curent continuu
2)	sila toca	forța curentului	intensitatea curentului
3)	zaderjivaiușciaia sila	forța de reținere	forța coercitivă
4)	obratnaia sviazi	legătura inversă	reacțiune
5)	coefițient moșcinosi	coeficient de putere	factor de putere
6)	coefițient pdeznovo deistvia	coeficient de acțiune utilă	randament

Cititorul va înțelege, probabil, ce înseamnă „forța de reținere" sau „coeficientul puterii", dar își va da seama că autorul versiunii romînești nu este în specialitate, nu are competență tehnică. Pe de altă parte, expresiile traducerilor textuale ale exemplelor 1, 2, 4, 6 nici nu vor putea fi înțelese sau vor fi înțelese sau interpretate greșit. Ce înseamnă, de exemplu, „forța curentului" sau „coeficientul acțiunii utile"? Conținutul termenilor rușești din coloana I este redat *exact* de termenii din coloana III, nu de traducerile textuale.

2. In această ordine de idei, apare nejustificată propunerea autoarei de a folosi termenii „rezistență totală", „rezistență reactivă", „conductanță totală", „conductanță reactivă" în loc de „impedanță", „reactanță", „admitanță", „susceptanță". Aici nu este vorba de „redarea și prezentarea unor termeni definiți în mod cu totul arbitrar, eliminînd unii termeni propuși, omițînd unele părți din termeni, introducînd termeni neexistenți" și mai ales *„asimilînd în mod nepermis termenii propuși cu termeni consacrați în limba romînă"* (autoarea). Termenii „impedanță", „reactanță" etc. reprezintă traducerile *exacte* ale termenilor respectivi din proiectul sovietic, lucru cunoscut tuturor specialiștilor romîni, pe care le găsim de altfel și în „Dicționarul politehnic ruso-romîn" editat la Moscova în 1953. Acești termeni nu sînt denumiri consacrate dar arbitrare, „nume de botez" artificiale, care „n-au nimic comun cu fenomenul fizic și mărimea denumită" (autoarea). Ei reprezintă termeni **exacți și corecți**, care „corespund riguros sensului lor fizic", **ei sînt omologați** prin STAS 1895-50 și 3087-52 și sînt **trecuți în** „Lexiconul Tehnic Romîn" [4].

Este foarte justă observația autoarei că expresia „reactanță reactivă" este lipsită de sens, însă această eroare nu are legătură cu principiul denumirii diferențiate a elementelor circuitelor electrice. Folosirea termenilor „impedanță" etc. nu contravine cu nimic introducerii proiectului în care se menționează că termenii din paranteze nu sînt recomandați: pentru noțiunile definite la Nr. 141 și 143 termenii principali în limba romînă sînt termenii care figurează ca secundari în textul original.

Este firesc ca denumirile „impedanță" etc. să fie eliminate din limba rusă în care au o circulație extrem de restrînsă, însă în limba romînă aceste denumiri au prins rădăcini, au circulație foarte largă și nu are sens să se renunțe la ele.

3. Nu putem fi de acord nici cu observațiile autoarei referitoare în particular la termenii Nr. 139, 140, 153, 154, 173 și 174.

La Nr. 139—140, atît în denumirile complete, cît și în cele prescurtate ale termenilor, trebuie spus „rezistență" și „conductanță", nu „rezistență activă" și „conductanță activă" (cum a apărut în revista „Electrotehnica" și în „Manualul inginerului electrician la formele prescurtate). „Rezistența" și „conductanța" nu pot fi decît active, elementele reactive și complexe ale circuitelor fiind denumite „reactanță" și „susceptanță", respectiv „impedanță" și „admitanță". Nu poate fi vorba de o confuzie între termenii Nr. 35 și 140, deoarece noțiunile respective au exact aceeași definiție, enunțată o dată în curent continuu, a doua oară în curent periodic. (Autoarea nu observă probabil că la Nr. 35 se definește nu numai proprietatea denumită impropriu „conductanță", ci și mărimea „conductanță"). In mod similar nu se poate produce nici o confuzie între termenii Nr. 139 și 62.

In ceea ce privește termenul Nr. 157, credem că textul apărut în revista „Electrotehnica" și în „Manualul inginerului electrician" este de asemenea corect. Definiția principală este dată pentru *cazul general* cînd avem de a face cu „impedanța de intrare", iar observația se referă la *cazul particular* al circuitelor de curent continuu, cînd această impedanță se reduce la o „rezistență de intrare". Pentru că în limba rusă „impedanță" și „rezistența" sînt denumite cu același cuvînt, autoarea trage concluzia că trebuie spus în romînește „rezistență" în ambele cazuri! (Aceeași observație este valabilă pentru Nr. 155).

4. Traducerea textuală a termenului Nr. 30 este „deplasarea electrică", totuși nu credem că s-a greșit traducîndu-se „inducție electrică". In primul rînd, „inducția" este cerută de necesitatea prezentării unitare a teoriei cîmpului electromagnetic. „Acum știm că între fenomenele electrice și cele magnetice există o legătură foarte strînsă și acest lucru stă la baza întregii teorii a electromagnetismului" ([7],I,13). Este necesar să fie „scoasă în evidență ideea unității fenomenelor electrice și magnetice" (idem pag. 21) idee care trebuie desigur oglindită în terminologia folosită: noi spunem numai „inducție magnetică". nu „deplasare magnetică", de aceea este mai corect să spunem „inducție electrică" — termen omologat de STAS 862-49, 895-50, 3087-52 în paralel cu „deplasarea". Fără îndoială, este un fapt negativ că se păstrează doi termeni pentru aceeași noțiune și credem că este sarcina proiectului romînesc de terminologie să rețină numai unul — cel mai logic — „inducție electrică".

In al doilea rînd, termenul „deplasare electrică" nu are corespondent fizic real — cel puțin în vid (ce se deplasează?) și de aceea nu are sens să se insiste asupra păstrării lui. In ceea ce privește „curentul de deplasare" — termen care la fel nu are întotdeauna un corespondent fizic real — va trebui în cele din urmă să i se dea un alt nume în locul celui actual. care se menține numai prin tradiția istorică.

5. La Nr. 139—146, 153—155, 157, denumirile corecte ale termenilor sînt: „rezistența circuitului *în* curent electric periodic", „impedanța complexă a circuitului *în* curent

sinusoidal" etc. Acelaşi circuit se poate comporta într-un fel în regim sinusoidal şi în alt fel în curent continuu sau curent alternativ nesinusoidal. Ori, termenii în cauză definesc mărimi fizice caracteristice circuitelor electrice într-un anumit regim şi aceste mărimi poartă denumirile date mai sus. Teama autoarei că s-ar putea înţelege că circuitul ar fi *în* curent este nejustificată : cînd spunem ,,oscilaţie modulată în frecvenţă", ,,linii omogene în regim staţionar" ([7], II.310), ,,puterea electrică în curent nesinusoidal" etc., va înţelege oare cineva că oscilaţia este ,,în" frecvenţă (în interiorul frecvenţei), linia ,,în" regim sau puterea ,,în" curent?

6. In partea introductivă a proiectului se spune că unii termeni trecuţi în paranteze — cum este termenul ,,polarizare magnetică" la Nr. 79 — care ,,nu pot fi recomandaţi din punct de vedere al preciziei întregului sistem terminologic... sînt cu totul corespunzători pentru alte noţiuni..." de exemplu, termenul ,,polarizare magnetică" pentru noţiunea definită la Nr. 81. De altfel, în limba română nu avem doi termeni perfect corespunzători celor ruseşti ,,narmagnicivanie" şi ,,namagnicennosti" şi în orice caz nu putem fi de acord cu autoarea ca să se numească cele două noţiuni diferite prin natura lor şi trecute separat în proiectul sovietic (unul referitor la un proces, celălalt la o stare) printr-un acelaşi cuvînt ,,magnetizare". De aceea, credem că traducerea românească a termenului Nr. 81 (,,polarizare magnetică") este corectă, mai ales că scoate în evidenţă analogia dintre fenomenele electrice şi cele magnetice (termenul Nr. 81 este paralel termenului Nr. 26 — ,,polarizare electrică").

In mod logic, mărimea care caracterizează starea definită la Nr. 81 (polarizarea magnetică) a fost denumită în ,,Electrotehnica" ,,polarizaţie magnetică", după cum mărimea care caracterizează starea definită la Nr. 26 (polarizarea electrică) a fost denumită ,,polarizaţie electrică" (Nr. 28). După cum arată însă, pe bună dreptate, autoarea, termenii Nr. 28 şi 82 trebuiau traduşi, pentru respectarea originalului, ,,*vectorul* polarizaţiei electrice", respectiv ,,*vectorul* polarizaţiei magnetice".

In ,,Manualul inginerului electrician s-a procedat însă greşit traducînd termenul Nr. 82 prin termenul *nerecomandat* în proiectul sovietic ,,intensitate de magnetizare" şi folosind acest termen în definiţiile Nr. 83 şi 86.

Dacă termenii Nr. 79, 81, 82 au fost traduşi corect, în schimb termenul Nr. 93 şi definiţiile Nr. 82, 93, 94, 96 vădesc într-adevăr lipsă de consecvenţă, deoarece în textul românesc s-a folosit noţiunea ,,magnetizare" (proces definit la Nr. 79) în locul noţiunii ,,polarizare magnetică" (stare definită la Nr. 81). care figurează în textul original.

Trebuie menţionat că s-ar putea accepta pentru noţiunile de la Nr. 28 şi 82 termenii ,,intensitate de polarizare electrică", ,,intensitate de polarizare magnetică", dar credem că este greşit să se denumească în acest mod *numai* termenul Nr. 82, cum s-a procedat în ,,Manualul inginerului electrician". Este indicat să se renunţe la termenul ,,intensitate de magnetizare", deoarece nu se spune ,,intensitate de electrizare", ci cel mult ,,intensitate de polarizare electrică".

7. S-a tradus într-adevăr greşit termenul şi definiţia Nr. 182. Noţiunea definită aici este denumită în limba română [8] ,,admitanţă indicială" (nu ,,generalizată" şi nici ,,conductanţă"). Intrucît însă această noţiune are o circulaţie mai restrînsă, credem că textul românesc trebuia să aibă următoarea formă :

182. *Admitanţă tranzitorie* (Admitanţă indicială N.T.). Funcţie de timp, de dimensiunea unei conductanţe, egală cu raportul dintre curentul tranzitoriu care ia naştere într-un circuit electric sau o porţiune a sa, cînd se aplică circuitului sau porţiunii de circuit o tensiune constantă şi valoarea acestei tensiuni.

8. In literatura tehnică sovietică noţiunile ,,amortizare" (referitoare la un proces ce se petrece în timp) şi ,,atenuare" (referitoare la un proces care se petrece în spaţiu), precum şi mărimile respective ,,coeficientul (factorul) de amortizare" şi ,,constanta de atenuare" sînt obişnuit denumite prin acelaşi termen — ,,zatuhanie" ([6], pag. 59, 161, 235, [7], vol. II, pag. 103, 316). In ,,Dicţionarul politehnic ruso-român" [5] acest termen este de asemenea tradus ,,amortizare, atenuare". Spre a deosebi cele două grupe de noţiuni, proiectul sovietic de terminologie a introdus (la Nr. 188 şi 193) un termen nou pentru denumirea proceselor de micşorare în spaţiu a intensităţii fenomenelor oscilatorii. Cum în limba română acest termen există — ,,atenuarea" (omologat prin STAS 3604—52) — socotim că termenii Nr. 188 şi 193 au fost traduşi corect în ,,Manualul inginerului electrician" iar în ,,Electrotehnica" este greşit spus la Nr. 188 ,,absorbţie" această noţiune are alt conţinut.

9. După cum arată autoarea, faţă de conţinutul capitolului VII, al proiectului sovietic, titlul său este ,,Curent variabil". Insă la nr. 120 nu se poate da un singur termen românesc care să corespundă precis textului sovietic. Cauza o indică chiar autoarea : în limba rusă ,,curentul variabil" şi cel ,,alternativ" sînt obişnuiţi denumiţi printr-un acelaşi termen — ,,peremenîi toc". Insă în limba română primei părţi a definiţiei (sensul larg) îi corespunde termenul ,,curent variabil", iar ultimei (sensul restrîns) — ,,curentul alternativ". Dacă s-ar fi spus la Nr. 120 ,,curent variabil", eroarea n-ar fi fost deci înlăturată. Este clar că într-un proiect românesc cele două noţiuni trebuie să figureze *separat*.

De altfel, ing. J. P. Jerebţov observă în cadrul discuţiei proiectului sovietic : ,,In mod cu totul nereuşit se indică în definiţia curentului alternativ două sensuri. Este necesar să se renunţe o dată pentru totdeauna la sensurile duble în terminologie" [9].

10. In ceea ce priveşte ecuaţia :

$$\oint \overline{H}\, \overline{dl} = i \qquad (1)$$

credem că autoarea nu are dreptate. Legea aceasta este denumită în limba română ,,legea circuitului magnetic" (STAS 862-49) şi în traducerea din ,,Electrotehnică" această expresie trebuia să apară în textul principal, nu în observaţie [2], pentru că ea este aceea care redă sensul şi conţinutul textului original. Se poate discuta dacă denumirea ,,legea circuitului magnetic" trebuie aplicată sau nu relaţiei :

$$\Phi = \frac{\mathcal{F}}{\mathcal{R}} \qquad (2)$$

dar această denumire, deocamdată există pentru ecuaţia (1) şi schimbarea ei ar constitui sarcina unui standard românesc. Pînă atunci însă trebuie să ne conformăm regulilor în vigoare.

De altfel, numele de ,,lege a circuitului magnetic" nu este folosit de exemplu în manualul lui K. A. Krug pentru ecuaţia (2). Avem de fapt legi ale circuitului magnetic — legea lui Ohm şi legile lui Kirchhoff, iar (2) nu exprimă decît *una* din ele ([6], pag. 79—80). De aceea nu ar fi indicat să se ataşeze relaţiei (2) numele ,,legea circuitului magnetic". In acelaşi timp, credem că el nu este potrivit nici pentru ecuaţia (1) care ar putea fi denumită, de exemplu, ,,legea circulaţiei intensităţii cîmpului magnetic".

11. Nu sîntem de acord cu autoarea în privinţa utilizării termenilor ,,constantă", ,,coeficient", ,,factor".

In denumirile termenilor Nr. 29, 31, 32, 86, 192--194. s-a spus corect ,,constantă" — acesta este termenul din STAS 862—49, 895-50, 3604-52, 3087-52 şi din Lexiconul Tehnic Romîn. In definiţiile Nr. 29—31, 83, 86 este bine spus ,,factor" — aici textul se referă la mărimi fizice care urmează să fie definite.

De altfel, chiar în proiectul sovietic se spune cînd ,,mnojiteli" (factor), cînd ,,coefiţient" (coeficient). Amintim din nou că în limba rusă ,,factorul de putere" se numeşte (textual) ,,coeficient de putere", noi traducem însă cu sensul logic, nu formal. Pe de altă parte, B. V. Gruşevski atrage atenţia [10] asupra tratării nu tocmai corecte a unor mărimi fizice de bază ca ,,permitivitatea", ,,permeabilitatea", ,,susceptibilitatea" ca ,,factori" sau ,,coeficienţi" lipsiţi de un sens fizic clar.

12. *Concluzii.* In articolul tovarăşei ing. S. Mahalnischi sînt cuprinse o serie de observaţii juste (de exemplu, cu privire la termenii şi definiţiile Nr. 37, 66, 90, 108, 111, 124, 176 şi altele). Insă în multe probleme poziţia autoarei este, după părerea noastră, principial greşită.

Dacă în unele domenii speciale, noi, ale tehnicii, terminologia românească este încă în formare şi prezintă goluri, pentru noţiunile tehnice şi ştiinţifice de bază există termeni româneşti consacraţi, folosiţi în mod curent de toţi specialiştii electricieni şi omologaţi în Standardele *obligatorii* de Stat. De aceea nu putem fi de acord cu ideea de a se renunţa la terminologia existentă, chiar şi în cazul unei traduceri, de dragul unei

corespondenţe textuale, formale. Fireşte, unii termenii „consacraţi" care sînt incorecţi din punct de vedere ştiinţific sau au fost împrumutaţi fără să fie nevoie din limbi străine trebuie eliminaţi, cum s-a şi procedat cu „forţa vie", „selfinducţia" etc. Însă este incorectă o atitudine disprețuitoare faţă de termenii „consacraţi" cînd aceştia „corespund riguros sensului lor fizic". Trebuie amintit că V. M. Lavrov, referindu-se la „abundenţa inducţiilor care.... constituie un neajuns", arată în articolul introductiv al proiectului [1], [2]: „aceşti termeni au intrat în uzul electrodinamicii", deci trebuie acceptaţi tocmai pentru că sînt „consacraţi".

Desigur, terminologia tehnică nu reprezintă un complex static, îngheţat. Terminologia tehnică se îmbogăţeşte cu fiecare progres al ştiinţei şi tehnicii şi cu creşterea nivelului tehnic al ţării respective. Dar o astfel de îmbogăţire nu trebuie realizată şi nu se realizează în mod arbitrar, ci pe cale raţională, eliminînd termenii care se dovedesc a fi necorespunzători şi păstrîndu-i pe aceia care s-au dovedit utili şi corespunzători.

* * *

După cum s-a mai menţionat, în traducerile proiectului sovietic de terminologie, publicate în „Electrotehnica" şi în „Manualul inginerului electrician" există o serie de erori şi inexactităţi. Unele din aceste lipsuri au fost arătate mai sus, altele au fost sezisate în articolul tov. ing. S. Mahalnischi. Cum experienţa proiectului sovietic este foarte preţioasă pentru elaborarea terminologiei electrotehnice româneşti, credem că este util să ne oprim pe scurt şi asupra altor cîtorva lipsuri.

1. Unele texte au fost traduse inexact. Astfel:

a) In articolul introductiv al lui V. M. Lavrov se arată că experienţa confirmă „suprapunerea proprietăţilor aparent contradictorii ale cîmpului electromagnetic" şi nu aspectul dublu al acestor proprietăţi, cum rezultă din „Electrotehnica" ([2], pag. 10, col. 1, al. 4).

b) La pag. 10, col. 2 al. 2 trebuie spus: „Termenul vacuum" este indicat în terminologie ca nerecomandat". Din textul din „Electrotehnica" se înţelege că acest termen nu ar figura de loc în proiect.

c) La pag. 14, col. 1, al. 3, are o formulare neclară în „Electrotehnica" (şi nu tocmai exactă în „Manualul inginerului electrician"). Textul corect trebuia redactat astfel: „Definiţia (în opoziţie cu termenul) nu poate pretinde o utilizare permanentă în forma sa textuală. După caracterul expunerii (prima examinare a noţiunii, necesitatea de a explica mai clar şi mai amănunţit esenţa fizică etc.), definiţia poate fi desigur schimbată, fără a se depăşi însă limitele noţiunii însăşi".

d) Termenul Nr. 35 („conductanţa") a fost tradus corect în „Electrotehnica" (în măsura în care termenul rusesc defineşte atît proprietatea „conductibilitate", cît şi mărimea „conductanţă"). Greşit s-a tradus în „Electrotehnica" termenul Nr. 63 (şi observaţia la Nr. 64) unde trebuia spus „conductivitate", conform STAS 3087 şi Lexiconul Tehnic Romîn. In schimb este eronată folosirea în „Manualul inginerului electrician" a teremenului „conductivitate" la Nr. 35.

e) La nr. 106 şi 111 în loc de „flux total de autoinducţie" trebuia spus în „Electrotehnica": „flux total de inducţie proprie", conform termenului nr. 109.

f) Definiţia corectă a termenului nr. 192 (prezentată greşit atît în „Electrotehnica", cît şi în „Manualul inginerului electrician") este:

192. *Constantă de propagare.* Mărime complexă care caracterizează variaţia modulului şi argumentului amplitudinii complexe a unei unde progresive sinusoidale de tensiune şi curent, cînd aceasta se deplasează cu o unitate de lungime în lungul liniei; constanta de propagare este egală cu logaritmul raportului dintre amplitudinile complexe ale curentului (sau tensiunii) în două puncte ale liniei aşezate la distanţa unei unităţi de lungime (nu „la distanţa unei lungimi de undă").

2. In unele locuri au apărut definiţii impropriu formulate, ceea ce uneori îngreuiază înţelegerea textului:

a) La nr. 26 şi 81 (şi în articolul introductiv al lui V. M. Lavrov) cuvîntul „materie" nu reproduce fidel textul sovietic. In adevăr, prin termenul „veşcestvo" tradus obişnuit prin „materie", se înţelege în limba rusă substanţa corpurilor materiale, materia ponderabilă, adică materia a cărei formă de existenţă specifică (care o deosebeşte de alte forme ale materiei, de exemplu — de cîmpul electromagnetic) este mişcarea *mecanică* (a se vedea şi [7], vol. I, pag. 23). Noţiunea „materie" are deci un sens mai general, un conţinut mai larg decît „veşcestvo" şi traducerea ultimului prin „materie" este de aceea eronată. In acelaşi timp, termenul „substanţă" cu sensul în care este obişnuit înţeles acest cuvînt este prea restrîns pentru a reda conţinutul noţiunii „veşcestvo". Credem că, în lipsa unui termen corespunzător în limba romînă, este indicat să se folosească în aceste cazuri expresia „corpuri materiale".

b) La nr. 42—45 precum şi în articolul introductiv, în loc de „cîmp necoulombian" ar fi trebuit spus „cîmp imprimat".

c) Definiţia corectă a termenului 193 este:

193. *Constanta de atenuare.* Mărime care caracterizează micşorarea amplitudinii unei unde progresive de curent şi tensiune, cînd aceasta se deplasează cu o unitate de lungime în lungul liniei; constanta de atenuare este egală cu partea reală a constantei de propagare.

3. Traducerile unor termeni au fost prezentate incomplet (faţă de textul original). Astfel, termenii nr. 141—143, 146 apar în „Electrotehnica" şi în „Manualul inginerului electrician" fără denumirile prescurtate („impedanţă"; „admitanţă"; etc.).

4. Notele redacţiei româneşti sînt uneori de prisos. Astfel, la termenii nr. 147 şi 149 „componenta wattată" şi „componenta dewattată" (în „Electrotehnica") nu corespund la nimic în textul original. De asemenea credem că nu era cazul să se atragă atenţia la nr. 30, 31, 87, iar în „Manualul inginerului electrician" şi la nr. 80, că se consideră sistemul raţionalizat. Forma raţionalizată a ecuaţiilor cîmpului electromagnetic este astăzi aproape unanim adoptată în toate ţările şi nu are rost să o amintim ca pe ceva anormal, trecut sub rezervă. Cel mult, s-ar fi putut da o singură notă la sfîrşitul părţii introductive a proiectului.

5. Există în versiunea românească o oarecare inconsecvenţă în denumirea mărimilor ε şi μ. La nr. 31 „permitivitatea" este definită ca termen principal. Totuşi la nr. 29 întîlnim „permeabilitatea electrică" iar la nr. 157 — „constanta electrică". Trebuiau folosiţi peste tot termenii „permitivitate" şi „permeabilitate" fără nici un adjectiv.

* * *

Nu este nevoie să se insiste prea mult asupra oportunităţii elaborării unei terminologii româneşti ştiinţifice în domeniul electrotehnicii teoretice. In acest scop, sînt de dorit pe de o parte popularizarea şi discutarea proiectului sovietic, iar pe de alta — participarea mai vie a specialiştilor electricieni din ţara noastră la punerea la punct şi îmbunătăţirea proiectului publicat în revista „Standardizarea" nr. 1—2 din 1954.

Bibliografie

[1] * * *: Electricestvo, nr. 1/1953, pag. 65—78.

[2] * * *: Electrotehnica, nr. 3—4/1953, pag. 9—22.

[3] * * *: Manualul Inginerului Electrician, vol. I, Editura Tehnică, 1953, pag. 206—220.

[4] * * *: Lexiconul Tehnic Romîn, vol. I—V, Editura Tehnică, 1949—1054.

[5] * * *: Dicţionarul politehnic ruso-romîn, Editura de Stat de literatură tehnico-teoretică Moscova, 1953.

[6] * * *: Bazele electrotehnicii, sub redacţia lui K. A. Krug, Gosenergoizdat, Moscova, 1952.

[7] *Neiman L. R.* şi *Kalantarov P. L.*: Bazele teoretice ale electrotehnicii, ed. IV, vol. I—III, Gosenergoizdat, Moscova, 1954.

[8] *Constantinescu I.*: Transmisii electromagnetice, Editura Politehnicii, Bucureşti, 1948, pag. 278.

[9] *Jerebţov J. P.*: Electricestvo, 1953, nr. 10, pag. 80.

[10] *Gruşevski B. V.*: Electricestvo, 1953, nr. 9, pag. 78—80.

[11] *Mahalnischi S.*: In legătură cu textul articolului „Terminologia în electrotehnică", Electrotehnica nr. 11/1955 pag. 512.

FORMULE PENTRU CALCULUL CAPACITAŢILOR ŞI INDUCTANŢELOR

537.224 : 538.531

Această colecţie de formule cuprinde :

— calculul capacităţii între conductori de configuraţii geometrice diverse ;

— calculul autoinductanţei şi al inductanţei mutuale a circuitelor de diverse configuraţii ;

— calculul forţelor electrodinamice între spire parcurse de curent ;

— calculul efectului pelicular şi efectului de proximitate în cazul cablelor coaxiale şi al conductorilor paraleli.

In cazurile mai simple, formulele sînt exprimate cu ajutorul funcţiilor elementare iar în cele complexe se face uz de polinoame Legendre, funcţii eliptice, etc. Sînt date explicit relaţiile între funcţiile eliptice şi funcţiile Legendre.

(Din *L'elettrotecnica*, vol. XLII, nr. 3, martie, 1955).

FOLOSIREA REDRESORILOR CU GERMANIU PENTRU INSTALAŢIILE DE FORŢA

621.314.63 :546.289

Redresorii cu germaniu, care şi-au găsit pentru prima oară aplicaţie în domeniul curenţilor slabi, în Electronică, în prezent se folosesc şi în instalaţiile de forţă pentru transformarea curentului alternativ în curent continuu la puteri de la 10 pînă la cîteva sute de kW la o tensiune de 20—125 V. In comparaţie cu alţi redresori, cei cu germaniu admit o densitate de curent pînă la 100 A/cm², ceea ce permite reducerea dimensiunilor redresorilor, lucrînd fără a prezenta urme de îmbătrînire (20 000 ore). Ei pot fi răciţi cu apă sau aer. Randamentul lor (la puteri mari) inclusiv randamentul transformatorilor şi a instalaţiei de răcit este de circa 0,92—0,95 %.

Pentru redresorii cu germaniu se foloseşte schema trifazată în punte. In articol se descriu următoarele tipuri construite de redresori cu germaniu :

— 25 kW/200 A/130 V ; 25 kW/400 A/65 V ;

—120 kW/1 000 A/120 V ; 120 kW/2 000 A/60 V.

Pentru cuptoarele cu arc în curent continuu se construieşte un redresor cu germaniu de 10 000 A curent de lucru.

(Din *Product Engineering*, t. 25. nr. 8/1954, *C.E. Hamann*)

METODE MODERNE PENTRU REDUCEREA COSTURILOR IN INSTALAŢIILLE ELECTRICE DE TRANSPORT DE MARE PUTERE

621.311.1

Analizîndu-se diversele caracteristici şi elemente ale instalaţiilor electrice de transport de mare putere, se ajunge la concluziile arătate mai jos, în privinţa posibilităţii reducerii costului acestora.

Experienţele cu primele instalaţii de transport cu curent continuu de înaltă tensiune, au arătat că în viitor acestea vor concura uneori — din punct de vedere economic — la egalitate cu sistemele de curent alternativ.

La alegerea unei noi tensiuni pentru o instalaţie de transport în curent alternativ, se va lua în considerare tensiunea cea mai înaltă posibilă de realizat.

Izolaţia, avînd o influenţă însemnată asupra costului instalaţiilor, se va alege la valoarea cea mai redusă care garantează siguranţa exploatării.

Staţiile de transformare pot fi ieftinite prin întrebuinţarea unităţilor mari de transformatori şi simplificarea construcţiei staţiilor.

Costul conductorilor poate fi redus prin micşorarea coeficienţilor de siguranţă folosiţi în calculul mecanic şi electric, coeficienţi care mai înainte erau, deseori, mai mari decît era necesar.

De asemenea, pentru mărirea capacităţii de transport s-au utilizat cu succes fascicule de conductori, micşorîndu-se astfel efectul Corona, precum şi condensatori serie.

Prin aplicarea principiilor expuse s-a izbutit ca în ultimii 10 ani să se reducă la jumătate costurile în instalaţiile de transport de energie electrică, faţă de valorile anterioare.

(Din *Elektrotechnische Zeitschrift*, A, caiet 1, ianuarie 1955, *Bo Gustav Rathsman*),

CONDENSATOR SERIE PENTRU RETELELE DE DISTRIBUTIE

621.316.727 : 621.319.43

In reţelele de transport de energie rolul principal al condensatorului în serie este de a reduce reactanţa liniei, astfel încît să se mărească puterea transportată la o stabilitate neschimbată, sau chiar ameliorată. In unele cazuri se obţine cu ajutorul lui o repartiţie mai favorabilă a sarcinii între mai multe linii funcţionînd în paralel. In ambele cazuri se obţine o reducere a costului transportului energiei, adică o utilizare mai bună a reţelei existente.

In reţelele de distribuţie nu se pune problema stabilităţii, însă condensatorul în serie oferă uneori rezolvări avantajoase ale problemei căderii de tensiune şi ale variaţiei tensiunii pe liniile încărcate, cu o secţiune redusă. Pentru ca un astfel de condensator să poată reduce căderea de tensiune este necesar ca sarcina să fie în partea reactivă. Cu cît factorul de putere al sarcinii este mai mic, cu atît este mai mică şi puterea condensatorului în serie necesar pentru mărirea tensiunii.

Condensatorul în serie prezintă avantajul — faţă de cel în derivaţie — că asigură un reglaj instantaneu şi automat al tensiunii, în timp ce condensatorul în derivaţie nu face decît să mărească tensiunea, astfel încît variaţiile de tensiune rămîn practic neschimbate.

Cînd linia de distribuţie alimentează un singur consumator poziţia în circuit a condensatorului serie este în general indiferentă. Dacă însă există mai mulţi consumatori se montează condensatorul în serie pe secţiunea de linie pe care căderea de tensiune atinge jumătate sau o treime din căderea totală de tensiune a liniei. Puterea capacitivă produsă de condensator variază în funcţie de pătratul curentului în linie.

Condensatorul serie poate da naştere la armonici inferioare, fie la pornirea motoarelor asincrone mari, fie la conectarea transformatorilor în gol. Acestea provoacă pîlpîiri la iluminat şi împiedică maşinile asincrone să atingă viteza lor normală.

Pentru eliminarea acestor perturbaţii se poate monta o rezistenţă în serie sau în paralel cu condensatorul însă soluţia nu este economică.

O altă soluţie constă în scurtcircuitarea de scurtă durată a condensatorilor, atunci cînd se produc armonicile.

Dispozitivul de scurtcircuitare poate fi comandat, fie de un echipament influenţat automat de curentul de linie, fie printr-un releu sensibil la aceste armonici.

(Din *ASEA-Revue*, vol. 27, ianuarie, 1955, pag. 10, *S. Smedsfelt*)

OHMMETRU DE PRECIZIE CU SCALA UNIFORMĂ

621.317.734

După cum se ştie, un mare dezavantaj al ohmmetrelor obişnuite îl constituie pronunţata neuniformitate a scalei. Mai jos se descrie un ohmmetru cu scală uniformă al cărui principiu se poate deduce chiar din figură.

Dacă în schema *a*) I este curentul total, curentul prin instrument va fi :

$$I_1 = I \frac{R_N}{R_x + R_N + R_i}.$$

Cînd în *b*) circulă acelaşi curent I, atunci

$$I_2 = I \frac{R_x}{R_x + R_N + R_i}.$$

Prin împărţire obţinem:

$$R_x = \frac{I_2}{I_1} R_N.$$

Instrumentul şi parametrii schemei se iau astfel încît curentul $I_1 = I_{max}$ să corespundă deviaţiei complete a acului

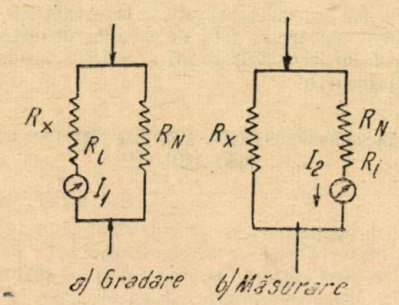


Fig. 1

instrumentului. Rezistenţa R_N trebuie să fie mult mai mare ca R_x şi în plus trebuie aleasă în aşa fel ca raportul $\alpha = \frac{R_N}{I_{max}}$ în Ω/div să fie un multiplu a lui 10^n.

Atunci lectura deviaţiei I_2 pe scala uniformă indică chiar valoarea rezistenţei lui R_x.

(Din *Elektrotechnische Zeitschrift* nr. 23/1954, *E. Schulz — Du Bois*)

CONDUCŢIA CĂLDURII IN BOBINE CU CONDUCTORI AVIND SECŢIUNI CIRCULARE

621.318.4 : 536.212

Se cunoaşte conducţia căldurii în bobinele cu conductori avînd secţiune dreptunghiulară. Autorul tratează cazul bobinelor cu conductori circulari izolaţi, atît bobine răcite în aer sau în ulei sau masa. Se ajunge la formule simple aproximative, care s-au verificat mulţumitor prin experienţe. Rezultatele arată o conducţie mai slabă pentru bobine în aer în comparaţie cu conducţia bobinelor cu conductori bandă, care au aceeaşi grosime de conductor şi izolant, în direcţia transmisiei căldurii.

(Din *Archiv für Elektrotechnik*, vol. XLI, caiet 7, 1955, *F. Unger.*)

CALCULUL VALORILOR MEDII IN SISTEMUL DE ALIMENTARE AL CĂILOR FERATE ELECTRICE

621.332.2.001.24

Metodele moderne de calcul pentru sistemele de alimentare la căile ferate electrice se bazează pe principiile calculului probabilităţilor. Această bază nu este satisfăcătoare deoarece mersul trenurilor nu este spontan, cum admit legile calculului probabilităţilor. Totuşi formulele obţinute cu ajutorul metodelor de mai sus dau rezultate destul de satisfăcătoare dacă le comparăm cu materialele cercetărilor experimentale.

Pentru o fundare mai reală a metodelor de calcul a alimentării căilor ferate electrice cu energie electrică, autorul îşi propune să folosească aparatul teoriei matematice statistice, care foloseşte materiale experimentale.

Astfel, el înlocuieşte noţiunea de „speranţa matematică" din calculul probabilităţilor cu aceea de valoare medie etc. Deosebit de important este faptul că a înlocuit „speranţa matematică" cu un produs de mai multe variabile. Mai departe arată că valoarea medie a produsului este egală cu produsul valorilor medii. Se arată cum organizarea reală a mersului trenurilor poate duce la abateri de la această regulă. de fapt, pot exista grafice ale mişcării trenurilor cărora le corespund sarcini care depăşesc sau nu valoarea medie corespunzătoare.

(Din *Electricestvo* nr. 6/1955) *S.E. Cuzin*)

MONTAJE LIMITATOARE DE BANDA LARGA PENTRU MODULATIA DE FRECVENTA

621.372 : 543.2 : 621.376.2

Pentru a obţine o demodulare liniară în MF este necesar a avea: 1) o limitare riguroasă; 2) o curbă foarte liniară a descriminatorului. Problema limitării devine dificilă în cazul transmisiunilor multiplex din cauza deviaţiilor mari de frec-

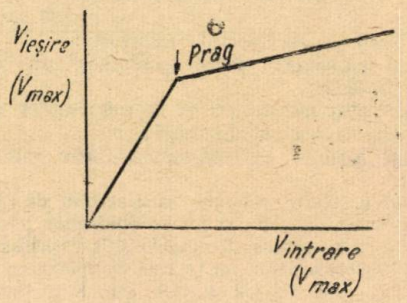


Fig. 1

venţă ($\pm\Delta f$) şi din cauza valorii ridicate a frecvenţei de modulaţie maximă.

Un limitator este un cuadripol neliniar funcţionînd în înaltă frecvenţă. Curba tensiunii de ieşire în funcţie de tensiunea de intrare prezintă un prag sub care limitarea nu se produce şi o zonă de limitare, care prezintă totdeauna o mică pantă faţă de orizontală.

Limitatorul are, în primul rînd, rolul de a absorbi variaţiile de amplitudine datorite instabilităţii transmisiunii (rol reprezentat de curba statică nr. 1) şi în al doilea rînd, rolul de a

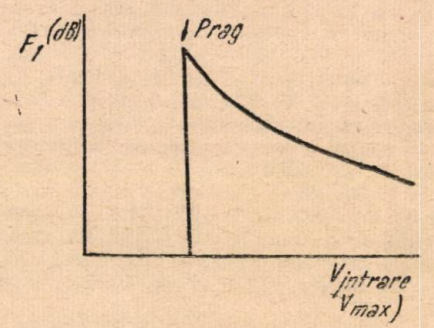


Fig. 2

atenua variaţiile de amplitudine care însoţesc modulaţia de frecvenţă; dacă x% este gradul de modulaţie al undei incidente şi y% gradul de modulaţie al undei la ieşire $F_1 = 20 \log_{10} \frac{x}{y}$ reprezintă factorul de limitare (fig. 2).

Se dă apoi schema şi explicarea funcţionării unui montaj clasic de limitare cu pentodă cu curenţi de grilă. Trecînd

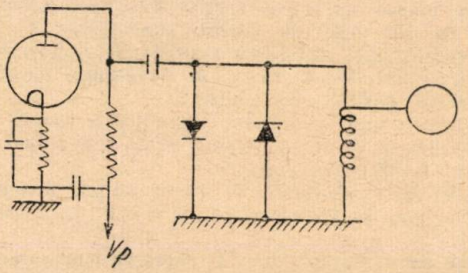


Fig. 3

prin cele 4 clase de funcţionare *A*, *AB*, *B* şi *C* se explică teoretic fenomenul de limitare şi se dă metoda de determinare

a caracteristicii de limitare prin încercări. Tensiunii detectate de pe grilă i se pune condiția de constantă de timp

$$2\pi R_g \leqslant C \frac{1}{F}.$$

R_g fiind rezistența de grilă;
C — $C_g + C_{intr}$ (capac de grilă + capac intrare al tubului);
F — frecvența de modulație.

Pentru a putea crește pe F este necesar a micșora pe R_g întrucît C nu poate fi redus din cauza lui C_1.

Efectul negativ asupra limitării pe care îl are mișcarea lui R_g este reprezentat prin diferite curbe experimentale ridicate cu tubul *EF* 51.

Se dă apoi un al doilea montaj limitator cu cristal de germaniu.

Tensiunea sinusoidală de pe grilă dă o tensiune de asemenea sinusoidală la bornele cristalelor. Din caracteristica $i_c - u_c$ a cristalelor se poate deduce alura curentului instantaneu.

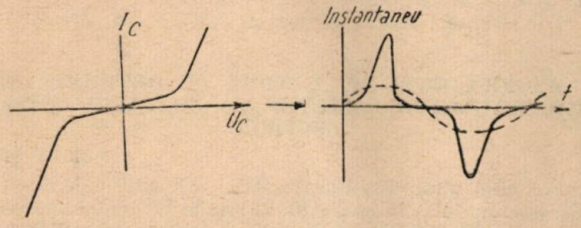


Fig. 4

Echilibrul se stabilește atunci cînd curentul de placă sinusoidal și proporțional cu tensiunea de grilă este egal cu componenta fundamentală a curentului prin cristal. Se dă curba experimentală a unui montaj limitator cu cristal. Acest sistem nu pune problema constantei de timp deci funcționarea este independentă de frecvența de modulație.

Se analizează însă influența frecvenței asupra diferitelor caracteristici ale cristalelor.

(Din *Annales de Radioélectricité*, iulie, 1954, nr. 37, *J. Fagot*).

AMPLIFICATORI ULTRALINIARI

621.375.1

In ultimii ani s-a dezvoltat, foarte mult, un nou tip de amplificator numit ultraliniar, întrucît prezintă reduceri simțitoare ale distorsiunilor de neliniaritate, în comparație cu amplificatorii obișnuiți cu triode, tetrode sau pentode.

Particularitatea montajului constă în a aplica o reacție negativă pe grila ecran sau pe grila supresoare a unei pentode obișnuite, reacția se obține printr-o priză reglabilă, pe primarul transformatorului de ieșire.

Dacă o reacție negativă aplicată pe grila de semnale și a cărei tensiune se adună cu cea de intrare tinde să îmbunătățească liniaritatea amplificatorului, reacția negativă aplicată pe altă grilă decît cea de semnal introduce o curbare a caracteristicii tubului, după cum arată autorul, se poate însă face astfel ca neliniaritatea introdusă de reacția pe ecran sau supresor să fie de sens invers cu aceea inițială a tubului, montajul prezentînd astfel un grad mai redus de neliniaritate.

Amplificatorii ultraliniari utilizează două tuburi în push-pull ceea ce elimină de la bun început armonicele pare. Armonica a treia este eliminată printr-o convenabilă ajustare a reacției negative pe grila ecran sau supresor. Distorsiunile se limitează atunci la armonicele impare de ordin superior lui 3. Problema prezintă încă multe aspecte în curs de studiere.

(Din *Wireless Engineer*, nr. 8, august, 1955)

TIRATRONUL CU AMPLIFICATOR DE IMPULSURI

621.375.2.018.756 : 621.385.3

Amplificarea impulsurilor, în special a celor scurte, prezintă un mare interes pentru diferitele ramuri de aplicație ale electronicii. Rapida descărcare și absența oscilațiilor la aprindere permite să credem că tiratroanele pot fi folosite în calitate de amplificator de impulsuri în unele scheme speciale.

Tiratronul se conectează ca amplificator astfel: cînd potențialul de grilă aprinde tiratronul, C_a încărcat în prealabil

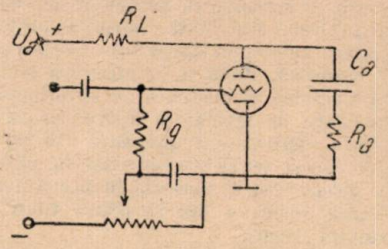


Fig. 1

pînă la $+ U_a$, se descarcă prin tiratron. Prin aceasta pe R_a apare un impuls de tensiune amplificat.

Cînd tensiunea condensatorului atinge o valoare care este mai mică decît cea de funcționare a tiratronului, descărcarea încetează. Frontul impulsului depinde de timpul de descărcare și poate fi de circa 10^{-8}s.

In schema din fig. 1, folosind un tiratron pentru impulsuri de 1μs s-a obținut o sensibilitate de 0,1 V. „Timpul de repaus" al schemei era de 2 μs.

(Din *Zeit. f. Angew. Physik* nr. 3/1953, *E. Knoop*)

METODE DE MODULATIE FOLOSITE IN TRANSMISIUNI

621.376

Pentru modulația oscilațiilor de înaltă frecvență se întrebuințează astăzi, înafara binecunoscutelor metode de modulație de amplitudine și frecvență și alte metode mai noi.

Inainte de a se examina metodele recente de modulație, se reamintesc caracteristicile esențiale ale modulației de amplitudine, frecvență și fază, precum și aplicațiile acestora în radiodifuziune, telefonie fără fir etc.

Dezvoltarea crescîndă a transmisiunilor pe unde decimetrice și centimetrice a condus la noi metode de modulație și anume modulațiile de impulsuri.

Acestea sînt metode indirecte la care desfășurarea semnalului modulator nu este redată în mod continuu, ci în mod intermitent, la anumite intervale de timp.

Sînt expuse metode de modulație în care se folosesc înălțimea impulsurilor, lungimea lor sau poziția impulsurilor în timp. In prima metodă generatorul de impulsuri emite semnale de durată egală și la intervale egale de timp, însă a căror înălțime este diferită în funcție de valoarea momentană a semnalului modulator.

In a doua metodă impulsurile au aceeași înălțime și sînt emise la intervale de timp egale însă durata lor este diferită, iar în a treia metodă, impulsurile de înălțime și durată egală sînt emise la intervale de timp variabile în funcție de valoarea momentană a semnalului modulator.

In continuare sînt examinate și alte metode de modulație — de exemplu după un cod de impulsuri, sau modulația delta la care se folosesc grupe de impulsuri.

In încheiere se arată posibilitatea folosirii modulației prin impulsuri în cazul transmisiunilor pe mai multe canale.

(Din *Elecktrotechnische Zeitschrift*, caietul 12, decembrie 1954, *P. Wirz*)

FABRICAREA SI POSIBILITAȚILE CUARTULUI MODERN

621.396.611.21

Condițiile de stabilitate ridicată a frecvenței 10^6 impuse azi emițătorilor, îndreaptă tot mai mult atenția cercetătorilor spre perfecționarea tehnicii cristalelor de cuarț.

Efectul fizico-electric se manifestă numai la cuarțul cristalizat și care n-a stat niciodată la o temperatură mai mare de 573° (punct Curie). Forma ideală este de prismă exagonală terminată la capete prin cîte o piramidă exagonală. Operația de tăiere se execută cu ferăstraie circulare ce conțin diamant; această operație determină cu o aproximație de 10—20′ unghiul de orientare a lamelor de cuarț față de cele 3 axe principale. Mașini semiautomate, rectificatoare, aduc apoi lamele

la cotele dorite cu o precizie de ordinul sutimii de mm. Suprafaţa se curăţă de impurităţi prin metode chimice întrucît s-a constatat că aceste impurităţi duc la îmbătrînirea cristalului şi prin aceasta la schimbarea frecvenţei de rezonanţă.

Tot pentru o bună stabilitate, cuarţul se metalizează, adică cei doi electrozi se depun direct prin evaporare în vid sau pulverizare catodică, după ce în prealabil s-au sudat firele de legătură electrică şi mecanică cu exteriorul.

Metoda recentă de ajustare a frecvenţei de rezonanţă în depunerea prin evaporare a unui strat fin de aur pe feţele cristalului. In acest fel se măreşte masa în vibraţie şi deci se micşorează. Frecvenţa se măsoară în permanenţă şi o dată atinsă valoarea dorită se taie încălzirea filamentului de pe care se evaporă aurul.

Diferitele tăieturi *NT*, *BT*, *AT*, *DT* etc. permit realizarea unor curbe de variaţie a frecvenţei cu temperatura destul de plate, tăietura *BT* realizînd o variaţie maximă a frecvenţei de $50 \cdot 10^{-6}$.

Tăietura *AT* realizează o asemenea variaţie mică în toată gama de temperatură, ceea ce a permis întrebuinţarea oscilatorilor cu cuarţ fără termostat.

Articolul mai tratează importanţa modurilor de vibraţie parazite şi metode de reducere a lor

(Din *L'Onde Electrique*, martie 1955, *A. Erkens*)

PROPRIETATILE ESENTIALE ALE TRANSISTORILOR

621.396.622.6

Articolul dă o idee de ansamblu asupra proprietăţilor şi posibilităţilor transistorilor. După o introducere cu caracter

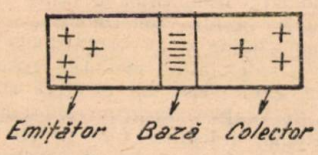


Fig. 1

general asupra semiconductorilor şi cuadripolilor, autorul tratează utilizarea transistorilor ca amplificatori în joasă frecvenţă.

Transistorul sau amplificatorul cu cristal a cunoscut o rapidă perfecţionare în ultima vreme, problemele studiate azi în legătură cu el, fiind acelea ale micşorării influenţei temperaturii şi a ameliorării caracteristicii de frecvenţă.

Transistorul este format, în esenţă, din două plăci ale aceluiaşi cristal, separate de o regiune subţire numită bază. Una din plăci este bogată în impurităţi şi poate emita sarcini pe care cealaltă le captează.

Aplicînd o diferenţă de potenţial, *V*, între emiţător şi colector, electronii sînt dirijaţi de la emiţător (care joacă rolul unei catode) spre colector (placă) prin placa de bază (grilă),

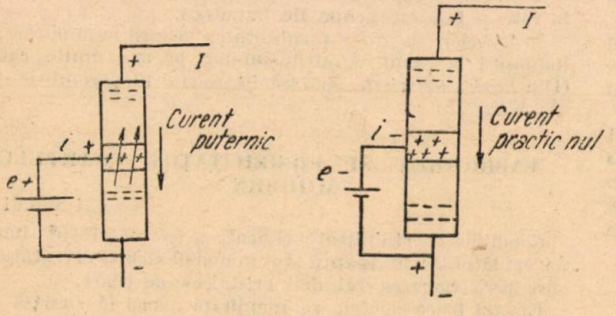


Fig. 2 a şi b

aplicînd o diferenţă de potenţial *e* între bază şi secţiunea emitătoare, înlesnim sau împiedicăm trecerea electronilor.

Variaţia de putere din circuitul emiţător-colector este aproximativ de 1000—10 000 ori mai mare decît cea pusă în joc în circuitul bază-emiţător, ansamblul constituind un amplificator. Defazarea semnalului este de π.

Ca şi la amplificatorii cu tuburi cu vid se poate pune fie emiţătorul, fie baza la pămînt: ambele cazuri se studiază pe larg şi se dau caracteristicile $V-I$ pentru diferiţi curenţi i şi se dau schemele echivalente în joasa frecvenţă, considerînd transistorul liniar. Se studiază apoi separat variaţia parametrilor schemei cu punctul de polarizare şi cu temperatura.

Se cercetează comportarea transistorilor ca amplificatori de curent continuu precum şi efectul introducerii unei reacţii negative asupra liniarităţii, stabilităţii şi benzii trecute.

Din punct de vedere a stabilităţii cu temperatura se dau cîteva metode de compensare între etaje.

Se analizează apoi problema zgomotului din punct de vedere al fenomenelor care îi dau naştere şi din punct de vedere al măsurării sale.

Se dau apoi cîteva exemple de aplicaţii ale transistorilor cu germaniu în joasă frecvenţă, scoţîndu-se în evidenţă diferitele avantaje care rezultă din utilizarea lor.

Din *L'Onde Electrique*, martie 1955, *J. M. Moulon*

ASUPRA UNEI NOI METODE DE DETERMINARE A FACTORULUI DE CALITATE *Q* A CRISTALELOR PIEZOELECTRICE

621.396.611.21

Aplicînd unui cristal de cuarţ un salt unitar de la un generator modulat în frecvenţă, se prinde pe ecranul unui osciloscraf, curba de răspuns a cristalului. Din consideraţii teoretice rezultă interpretarea *Q*-ului pe această curbă.

Montajul constă dintr-o oscilatoare 12 AT7 modulată în frecvenţă de tubul cu pantă variabilă ECH 42. Pe grila lui ECH 42 se injectează tensiunea unui multivibrator; acest

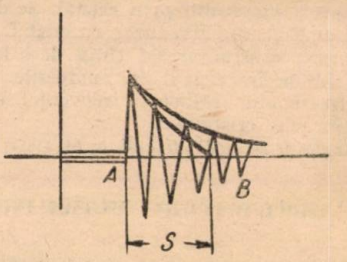


Fig. 1

lucru produce o bruscă variaţie a pantei sale deci a frecvenţei de modulaţie; după un etaj separator cu catod urmăritor (*EF* 42) urmează un etaj inversor de fază (*EF* 41). Tensiunea culeasă de pe anode şi catode se aplică la extremităţile unei rezistenţe *R* în paralel cu care se află şi cristalul de studiat. Pe această rezistenţă se va putea culege numai tensiunea de oscilaţie a cuarţului dacă printr-un reglaj potenţiometric se va face ca tensiunile de excitaţie în antifază culese de pe anod şi catod să se anuleze. Tensiunea de răspuns a cuarţului se amplifică şi se detectează fiind culeasă apoi pe ecranul unui osciloscraf. Ea va avea forma unor oscilaţii amortizate.

Din consideraţiile teoretice expuse în articol rezultă că *Q* cristalului este dat de formula:

$$Q = \frac{\pi f_0 s}{n.1\,000}$$

unde

f_0 este frecvenţa proprie de rezonanţă a cuarţului;
s — subtangenta înfăşurătoarei în punctul iniţial;
n — numărul de perioade ale unei sinusoide de frecvenţă cunoscute cuprinse între *A* şi *B*.

Avantajul metodei constă în posibilitatea întrebuinţării unor grăunţe din cristalul de cuarţ cuprinse între două plăci şi nu a unui cristal şlefuit.

(Din *L'Onde Electrique*, nr. 340, iulie, 1955, *H. Mayer*)

INDEX ALFABETIC 1955

A

Antoniu I.S.: Operatorul de reprezentare a sistemelor polifazate simetrice, pag. *364.*

Aslan H. şi *Berberianu A.*: Influenţa calităţii reparaţiilor asupra factorului de putere şi a randamentului la motoarele asincrone, pag. *41.*

Aslan H. şi *Berberianu A.*: Consideraţii teoretice şi practice în construcţia unui generator rotativ de frecvenţă ridicată, pag. *473*

B

Bădărău M.: Proiectarea antenelor parabolice, pag. *287.*

Bădărău M.: Radioreceptorul EM 542, pag. *460*

Berberianu A. şi *Aslan H.*: Influenţa calităţii reparaţiilor asupra factorului de putere şi a randamentului la motoarele asincrone, pag. *41.*

Berberianu A. şi *Aslan H.*: Consideraţii teoretice şi practice în construcţia unui generator rotativ de frecvenţă ridicată, pag. *473.*

Berladschi M.: Observaţii cu privire la articolul: In legătură cu textul „Terminologia în electrotehnică", pag. *568.*

Berman A. şi *Roth A.*: Asupra caracterizării instalaţiilor cu lămpi pentru radiaţii infraroşii, pag. *232*

Berman A. şi *Roth A.*: Proiectarea instalaţiilor cu lămpi pentru radiaţii infraroşii, pag... *490*

Boaru C., Parteni A. C. şi *Ciubotaru T.*: Compensarea transformatoarelor curent pag. *1.*

Botan N. V. Grisaru E. şi *Gutman S.*: Protecţia motorului asincron trifazat contra funcţionării pe două faze pag. *536.*

Braşovan M.: Alegerea motorului de antrenare pentru un generator de sudură cap la cap pag. *171.*

Bron B.O.: Cîmpul ca formă a materiei, pag. *166.*

Bubulac M.: Cîteva aspecte actuale ale televiziunii pag. *499*

Bunea V.: Maşini electrice cu rotorul conic, pag. *60.*

Buşe V. D.: Matriţa combinată pentru stanţarea şaibei buton de la întrerupătorul rotativ, pag. *160.*

C

Cazacu V.: Cîteva observaţii asupra proiectului standardului de stat „Electricitate şi magnetism-terminologie", pag. *37.*

Cazan S.: Aparat indicator şi regulator al temperaturii şi al timpului de închidere a matriţelor, pag. *106.*

Centea O. şi *Novac I.*: Determinarea pe cale experimentală a reactanţei sincrone transversale a unei maşini sincrone, pag. *120.*

Ciofu S. şi *Vrînceanu R.*: Excitatorul electrofrenic. Aparat electronic de respiraţie artificială, pag. *451.*

Ciubotaru T., Boaru C. şi *Parteni A. C.*: Compensarea transformatoarelor de curent pag. *1.*

Climov V.: Dispozitiv pentru montarea şi demontarea rotorilor la maşinile electrice, pag. *43.*

Condrea S.: Eficacitatea sistemelor de telecomunicaţii, pag. *355.*

Constantinescu I.: Aspecte tehnice şi economice în reţeaua telefonică urbană, pag. *550.*

Cosmin Gh.: Economia de material în construcţia aparatelor electrice, pag. *423*

Crăciunoiu V.: Reglarea automată discontinuă a temperaturii în cuptoare electrice cu rezistenţa ohmică, pag. *483*

D

Dobrică I.: Probleme de calitate ale radioreceptorilor, pag. *442.*

E

Eigeles S.: Procedee moderne de reglarea turaţiei motoarelor asincrone trifazate, pag. *176.*

F

Ferester C.: Radioreceptorul EM—541, pag. *209.*

Fihman L.: Aerul ca dielectric, pag. *135.*

Fränkel D.: Folosirea metodei componentelor simetrice la măsurarea puterii, respectiv energiei active şi reactive în sisteme trifazate cu trei conductori, pag. *51.*

G

Grisaru E., Gutman S. şi *Botan N. V.*: Protecţia motorului asincron trifazat contra funcţionării pe două faze, pag. *536.*

Grossu St.: Probleme în legătură cu calculul şi construcţia autotransformatoarelor, pag. *130.*

H

Hortopan Gh.: Elemente de calcul pentru redresori de putere. Tensiunea redresată, pag. *225.*

Hortopan Gh.: Elemente de calcul pentru redresori de putere. Parametrii transformatorului, pag. *323.*

Huhulescu M.: Calcul economic al elementelor încălzitoare pentru aparate electrotermice, pag. *191.*

I

Ianculescu Gh. şi *Vazaca Chr.*: Principii fundamentale în proiectarea servomecanismelor, pag. *429.*

Ioanin Gh.: Amplificator cu selectivitate variabilă şi amplificare constantă, pag. *20.*

Ioanin Gh: Procedee algebrice pentru obţinerea schemelor cu relee, pag. *237.*

K

Kalman E.: Determinarea caracteristicilor statice la o maşină de sudură cu prag de dispersie, pag. *124.*

Kantar N.: Lămpi fluorescente, pag. *449.*

Kantar N.: Scheme de montaj şi tehnica iluminatului fluorescent, pag. *558.*

Kollar L.: Transformarea frecvenţelor la calculul filtrelor electrice, pag. *24.*

Kollar L.: Analiza segmentelor de linie ca filtru pentru unde ultrascurte, pag. *404.*

L

Livovschi L.: Calculul numărului de organe în centralele telefonice automate, pag. *294.*

M

Mahalnischi S.: In legătură cu textul articolului „Terminologia în electrotehnica" pag. *512*

Marinescu N.: Comparaţie între releele telefonice utilizate în sistemele de centrale telefonice automate Rotary şi pas cu pas, pag. *243.*

Martac D.: Construcţia şi funcţionarea unui cosfimetru cleşte, pag. *272.*

Miclosi V. şi *Sălăgeanu T.*: Modele mecanice ale generatoarelor sincrone în problema stabilităţii, pag. *221.*

Mînjineanu M.: Invariantul propagării energiei electromagnetice pe circuite metalice, pag. *469.*

Moisil Gh.: Cîteva consideraţii asupra legii lui Ohm. pag. *27.*

Moisil Gh.: Protecţia prin învelişuri izolante a cablurilor şi canalizaţiilor împotriva coroziunii, prin curenţi de dispersie, pag. *530.*

N

Nachman M.: Albert Einstein, pag. *307.*

Nicolaide A. C.: Metode de studiu a circuitelor electrice la impulsuri de tensiune, pag. *205.*

Nicolau Edm. : Conservarea energiei şi impulsului pe liniile de transmisiuni în regim armonic, pag. *268.*
Nicolau Edm. : Asupra măsurării cu *Q*-metrul a pierderilor condensatorilor, pag. *408.*
Novac I. şi *Centea O.* : Determinarea pe cale experimentală a reactanţei sincrone transversale a unei maşini sincrone, pag. *120.*
Novac I. : Alegerea momentului de volant GD^2 pentru motoarele sincrone care antrenează maşini cu mers neuniform, pag. *389.*

P

Papadache I. : Prelucrarea metalelor prin scîntei electrice, pag. *316*
Parteni A. C., *Boaru C.* şi *Ciubotaru T.* : Compensarea transformatoarelor de curent, pag. *1.*
Perciun N. : Transmisiuni telefonice pe linii de transport al energiei electrice, pag. *145.*
Popov M.V. : Teorema simetriei, pag. *156.*
Predoiu A. C. : Cinematica şi dinamica sistemului de contact la contactori, pag. *79.*
Predoiu A. C. : Autosuflajul magnetic şi aplicaţiile lui în aparatele electrice de comandă de joasă tensiune, pag. *393.*

R

Raicu I. : Precizia echilibrării rotoarelor, pag. 39
Roth A. şi *Berman A.* : Asupra caracterizării instalaţiilor cu lămpi pentru radiaţii infraroşii, pag. *232.*
Roth A. şi *Berman A.* : Proiectarea instalaţiilor cu lămpi pentru radiaţii infraroşii, pag. *490.*
Roth A. : Asupra deformării spirelor duble ale lămpilor cu incandescenţă, pag. *283.*
Rulea Gh. : Perturbaţii, diafonie, distorsiuni în radiorelee cu modulaţie de impulsuri, pag. *541.*

S

Sălăgean T. : Dimensionarea generatoarelor unipolare cu rotor bobinat, pag. *73.*
Sălăgean T. şi *Micloşi V.* : Modele mecanice ale generatoarelor sincrone şi problema stabilităţii, pag. *221.*
Schneier Th. : Materiale noi în construcţia magneţilor permanenţi pag. *446.*
Schneier Th. : Realizarea benzii de magnetofon, pag. *509.*
Semlyen A. : Determinarea parametrilor familiilor de curbe ortogonale pentru determinarea liniilor echipotenţiale şi a liniilor de forţă la un cîmp plan-paralel, pag. *117.*
Semlyen A. : Despre alegerea întrefierului pentru electromagneţi cu mişcare de translaţie, pag. *419.*
Sora C. : Un caz particular de circuite electrice cuplate capacitiv, pag. *454.*
Stamm H. : Materiale electroizolante în construcţia aparatelor electrice de înaltă tensiune, pag. *380.*
Stănciulescu Fl. : Aspectul energetic al descărcărilor electrice prin rezistenţe neliniare pag. *308.*

T

Tănase E. : Dispozitiv pentru debavurarea pieselor rotunde de bachelită, pag. *44.*
Tănăsescu T. : Aplicaţiile electronice în fizica nucleară (acceleratorul Van de Graafic şi pila atomică), pag. *213.*
Tănăsescu T. : Bilanţul puterilor în unele circuite din radiotehnică, pag. *261.*
Tănăsescu T. : Transistori, pag. *369.*
T. T. : Transferul energiei electromagnetice, pag. *518.*
Toţia H. : Divizarea frecvenţei, pag. *102.*
Turbuţiu Gh. : Calculul pornirii şi influenţa numărului de trepte reostatice asupra acceleraţiei la vehiculele electrice de curent continuu, pag. *14.*
Turbuţiu Gh. : Despre automatizarea schemelor electrice la tramvaie, pag. *186.*
Turbuţiu Gh. : Calculul unor parametri de bază din tracţiunea electrică în funcţie de timp, prin metode grafice, pag. *478.*

V

Vazaca Chr. : Incălzirea prin inducţie cu flux transversal, pag. *87.*
Vazaca Chr. şi *Ianculescu Gh.* : Principii fundamentale în proiectarea servomecanismelor, pag. *429.*
Vîlcov N. : Compensarea în circuitul catodei în amplificatori de bandă largă, pag. *200.*
Vlădescu A. : Influenţa dispozitivului de reglaj automat al volumului asupra distorsiunilor de neliniaritate ale receptorilor, pag. *345.*
Vrînceanu R. şi *Ciofu S.* : Excitatorul electrofrenic. Aparat electronic de respiraţie artificială, pag. *451.*

W

W. I. : Metoda „Soboliev" şi aplicarea ei în ţările de democraţie populară, pag. *210.*

Bibliografie

pag. *164* ; pag. *259* ; pag. *294* ; pag. *368* ; pag. *414* ; pag. *467* ;

Cronica

pag. *47* ; pag. *110* ; pag. *162* ; pag. *255* ; pag. *410* ; pag. *466.*

Redacţionale

Terminologia electrotehnicii teoretice, pag. *29.* pag. *251.*
Asupra orientării tematice a revistei „Electrotehnica", pag. *49.*
1 Mai, pag. *165.*
11 ani de la eliberarea patriei noastre, pag. *305.*
Alegerea de noi membri ai Academiei R.P.R., pag. *306.*
Luna prieteniei romîno-sovietice, pag. *417.*

Răsfoind presa tehnică

pag. *45* ; pag. *108* ; pag. *161* ; pag. *367* ; pag. *412* ; pag. *462* ; *519* ; pag. *571.*

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

REVISTA „ELECTROTEHNICA", organ al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. şi al Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice * Redacţia : Bucureşti, str. Ioan Ghica nr. 3. Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon : 3.57.28 şi 3.07.30 *Administraţia şi casieria : Calea Victoriei nr. 118, Raionul I. V Stalin* Revista este editată de „EDITURA ENERGETICĂ DE STAT", B-dul General Magheru nr. 33, Telefon 5.44.70/155 * Abonamentele se primesc la toate oficiile poştale de la oraşe şi sate, prin factorii poştali, la secţiile raional de Difuzare a Presei şi la *sediul Redacţiei din str. Ioan Ghica nr. 3* * Tarif pentru întreprinderi : lei 96 anual ; Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual ; Preţul unui exemplar : lei 5.